

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Návrh a realizace spínaného zdroje pro trakční aplikace

**Design and realization of Switching Power Supply for
Railway Applications**

Zadání diplomové práce

Student:

Bc. Luděk Štěřba

Studijní program:

N2649 Elektrotechnika

Studijní obor:

2612T015 Elektronika

Téma:

Návrh a realizace spínaného zdroje pro trakční aplikace
Design and Realization of Switching Power Supply for Railway
Applications

Zásady pro vypracování:

1. Specifikujte požadavky na vlastnosti napájecích zdrojů pro trakční aplikace.
2. Proveďte analýzu možných řešení spínaného zdroje s výkonem stovek wattů.
3. Na základě pokynů vedoucího diplomové práce navrhnete a realizujete funkční vzorek spínaného zdroje

Seznam doporučené odborné literatury:

Firemní literatura, katalogové listy polovodičových součástek.

Faktor, Z.: Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje - teorie, příklady návrhu, měření.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Václav Sládeček, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2013

Datum odevzdání: 07.05.2014



doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry

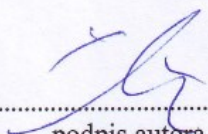


prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto Diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

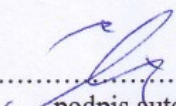
V Ostravě dne: 7.května 2014


.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji panu doktoru Sládečkovi za trpělivost a cenné rady při kontrole této Diplomové práce.

V Ostravě dne: 7. května 2014


.....
podpis autora

Abstrakt

Diplomová práce má za úkol nastínit problematiku návrhu spínaných zdrojů s impulsním transformátorem. Tato práce se může stát návodem ke stavbě obdobných zdrojů v každodenní technické praxi i po stránce teoretické tak praktické. Řeší typická technická úskalí a to jak ve formě volby vhodných součástí, tak v podobě volby topologických řešení.

V prvních částech je rozebrána situace na straně legislativních požadavků, které jsou dány platnými státními normami, které vychází z norem evropských.

Je zde popsán základní postup při návrhu měniče a to včetně návrhu vstupního filtru, výstupního filtru, polovodičových součástí, základních řídicích obvodů a zpětných vazeb. Je zde proveden návrh chlazení jednotlivých prvků, včetně vyčíslení hodnot a na jejich základě je vybrán vhodný chladič profil. Součástí práce je také návrh desky plošného spoje a stručná prezentace výsledků naměřených hodnot.

Abstrakt

This thesis aims to outline the problems of design of switching power supplies with pulse transformer. This work can become a recipe for the construction of similar resources in everyday engineering practice and from the theoretical to the practical. Solves the typical technical difficulties both in the form of the choice of suitable components, such as a choice of topological solutions.

The first part discusses the situation on the part of legislative requirements that are given by valid government standards, which are based on European standards.

It describes the basic procedure for designing inverters including design input filter, output filter, semiconductor components, basic control circuits and feedback. There is a design of a cooling of individual elements, including a quantification of values and on their basis the selected suitable cooling profile. The work also includes the printed circuit board design and a brief presentation of the results of the measured values.

Klíčová slova

spínaný zdroj, pulsní transformátor, měnič, pulsní měnič, , indukční zdvih, pulsní zdroj,

Keywords

switching power supply, pulse transformer, inverter, pulse inverter, flux density swing, pulse source

Seznam použitých symbolů a zkratk

$B[T]$	Elektromagnetická indukce
$C_F [F]$	Kapacita filtračního kondenzátoru
$I_D[A]$	Proud Drain (MOSFET)
$I_{DO} [A]$	Proud komutační diodou
$I_{ef} [A]$	Efektivní proud
$I_F [A]$	Střední proud diodou v propustném směru
$I_{FM}[A]$	Špičkový opakovatelný proud diodou v propustném směru
$I_{RRM}[A]$	Špičkový zpětný zotavovací proud
$I_v [A]$	Rozdílový proud spínacím prvkem
$I_Z[A]$	Proud zátěže
$I_\mu[A]$	Magnetizační proud
$J[A/m^2]$	Proudová hustota
$L[H]$	Indukčnost
N	Počet závitů
$P [W]$	Výkon
$P_{fw} [W]$	Ztráty vedením proudu
$P_{loss(Fe)}[W]$	Ztráty v jádru transformátoru
$P_{loss(V)}[W]$	Ztráty ve vinutí transformátoru
$P_{lossIGBT}[W]$	Ztráty tranzistorů IGBT
$P_{lossMOSFET} [W]$	Ztráty tranzistorů MOSFET
$P_{rr}[W]$	Ztráty ze zpětného zotavení diody
$P_{sw} [W]$	Ztráty spínací
$P_{tot} [W]$	Ztráty celkové
$Q[C]$	Elektrický náboj
$Q_{CF} [C]$	Náboj filtračního kondenzátoru
$Q_{FE}[kW/m^3]$	Hustota ztrátového výkonu v jádře transformátoru
$Q_{GS}[C]$	Náboj řídicí elektrody MOSFET
$Q_{rr}[C]$	Náboj zpětného zotavení diody
$R_{DS(on)}[\Omega]$	Odpor mezi Drain a Source tranzistorů MOSFET v sepnutém stavu
$R_G[\Omega]$	Odpor v obvodu Gate u tranzistorů MOSFET
$R_T[K/W]$	Tepelný odpor navinutého transformátoru
$R_{thc-h} [K/W]$	Tepelný odpor mezi pouzdrem modulu a chladičem
$R_{thh-a} [K/W]$	Tepelný odpor mezi chladičem a okolím
$R_{thj-c} [K/W]$	Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdrem modulu
$R_v [\Omega]$	Diferenciální odpor
S	Faktor měkkosti u zpětného zotavení diody
$S_{Cu}[m^2]$	Průřez vodiče vinutí
$S_{FE}[m^2]$	Průřez jádra transformátoru
$S_O[m^2]$	Plocha okna vinutí transformátoru
$T [s]$	Doba periody
$T_a[^\circ C]$	Teplota okolního vzduchu
$T_{c-h} [K]$	Rozdíl teploty mezi chladičem a pouzdrem modulu
$T_{j-c} [K]$	Rozdíl teploty mezi polovodičovým přechodem a pouzdrem modulu

$T_{op} [^{\circ}\text{C}]$	Pracovní teplota polovodičového přechodu
$T_r [^{\circ}\text{C}]$	Teplota referenční
$U [V]$	Napětí
$U_d [V]$	Vstupní napětí
$U_{DSS} [V]$	Maximální napětí mez Source a Drain u tranzistorů MOSFET
$U_{GS} [V]$	Napětí mezi Gate a Source u tranzistorů MOSFET
$U_{ref} [V]$	Napětí referenční
$U_{RRM} [V]$	Špičkové opakovatelné závěrné napětí
$U_{start} [V]$	Napětí startovací
$U_{TO} [V]$	Prahové napětí polovodičového prvku
$U_v [V]$	Napětí na spínacím prvku
$U_{vst} [V]$	Napětí vstupní
$U_{výst} [V]$	Napětí výstupní
$U_Z [V]$	Napětí zátěže
$V_E [\text{m}^3]$	Objem jádra transformátoru
$f [\text{Hz}]$	Kmitočet
$f_{LC} [\text{Hz}]$	Rezonanční kmitočet LC filtru
$i_{vst} [A]$	Okamžitá hodnota proudu na vstupu
$i_{výst} [A]$	Okamžitá hodnota proudu na výstupu
$i_{\mu} [A]$	Okamžitý magnetizační proud
k_{pcu}	Činitel plnění mědi
k_{pFE}	Činitel plnění železa
$t [s]$	Čas
$t_d [s]$	Bezpečnostní prodleva
$t_f [s]$	Doba poklesu
$t_{on} [s]$	Doba sepnutí
$t_r [s]$	Doba nárůstu
$t_{rr} [s]$	Doba zpětného zotavení
$t_z [s]$	Zatěžovací čas
$u_1 [V]$	Okamžité napětí primárního vinutí
$u_2 [V]$	Okamžité napětí pracovního sekundárního vinutí
$u_3 [V]$	Okamžité napětí pomocného sekundárního vinutí
$u_{CE} [V]$	Okamžité napětí kolektor-emitor
$u_{cf} [V]$	Okamžité napětí filtrační kapacity
$u_{rec} [V]$	Okamžité napětí usměrňovače
$\delta [\text{m}]$	Hloubka vniku
Δ	(delta) – vyjadřuje časovou změnu hodnoty
μ_0	Permeabilita vakua
μ_r	Permeabilita materiálu jádra
$\rho [\Omega\text{m}]$	Měrný odpor
$\phi [\text{Wb}]$	Magnetický indukční tok
$\psi [\text{Wb}]$	Spřažený magnetický indukční tok
$\omega [\text{rad/s}]$	úhlový kmitočet

OBSAH

1. Úvod.....	1
2. Specifikace požadavků na vlastnosti napájecích zdrojů pro trakční aplikace.....	2
3. Analýza možných řešení spínaného zdroje s výkonem stovek wattů.....	3
3.1. Dvojčinný propustný měnič – push-pull.....	3
3.2. Dvojčinný propustný měnič – plný můstek (Full-bridge).....	5
3.3. Dvojčinný propustný měnič – poloviční můstek (Half-bridge).....	8
4. Návrh a realizace funkčního vzorku spínaného zdroje.....	10
4.1. Návrh topologie silové části měniče.....	10
4.1.1. Primární část.....	10
4.1.2. Sekundární část.....	11
4.2. Dimenzování hlavních součástí.....	12
4.2.1. Návrh velikosti jádra transformátoru.....	12
4.2.2. Stanovení vlastních konstrukčních parametrů transformátoru.....	17
4.2.3. Stanovení pracovního režimu.....	20
4.2.4. Určení počtu závitů transformátoru.....	21
4.3. Výpočet výstupní filtrační tlumivky.....	24
4.4. Výpočet výstupní filtrační kapacity.....	26
4.5. Volba polovodičů.....	27
4.5.1. Spínací tranzistory.....	27
4.5.2. Výkonové usměrňovací diody.....	29
4.6. Řídící obvod.....	30
4.7. Zpětnovazební obvody.....	32
4.7.1. Napěťová zpětná vazba.....	32
4.7.2. Proudová zpětná vazba.....	35
4.8. Startovací obvod.....	37
4.9. Návrh vstupní filtrační kapacity.....	38
4.10. Chlazení polovodičových součástí.....	40
4.10.1. Výkonové ztráty na usměrňovacích diodách.....	40
4.10.2. Výkonové ztráty na spínacích tranzistorech.....	42
4.10.3. Výpočet potřebných chladičů.....	44
4.11. Deska plošného spoje.....	46
4.12. Měření hotového zařízení.....	47
5. Závěr.....	57
6. Seznam použité literatury.....	58
7. Přílohy	
I – Celkové schéma zdroje.....	60
II – DSP ze strany spojů.....	61
III – DSP ze strany součástek.....	62
IV – DSP osazení ze strany spojů.....	63
V. – DSP osazení ze strany spojů.....	64
VI. – Fotografie sestaveného zařízení 1.....	65
VII. – Fotografie sestaveného zařízení 2.....	66

1. Úvod

Diplomová práce popisuje postup návrhu spínaného zdroje o výkonu 200W. Tato práce je součástí většího projektu, jehož úkolem je modernizovat napájení pomocných pohonů (kompresorů, ventilátorů, atd.) hnacích drážních vozidel jakož i řešit dobíjení baterií, stabilizovat palubní napájecí napětí o různých napěťových úrovních atd.

Napěťová úroveň palubních systémů většiny elektrických hnacích drážních vozidel v České republice činí 48V DC. S uvažováním relativně velké tolerance, která činí + 25 a - 30%. To znamená, že se pohybuje v rozsahu od 33,6 do 60V. Pro přímé napájení je tento rozsah zcela nepoužitelný a je třeba jej stabilizovat a v neposlední řadě galvanicky oddělit.

Základní požadavky na konstrukci:

- Vstupní napětí 33 až 60V
- Výstupní napětí $24V \pm 0,5V$
- Výstupní proud až 8A
- Přenášený výkon 200W
- Pracovní teplota - -25°C až $+70^{\circ}\text{C}$
- Otřesuvzdornost dle ČSN

V práci nejdříve popíšu základní požadavky na vlastnosti napájecích zdrojů určených k montáži do hnacích drážních vozidel. Dále se budu snažit nastínit možné způsoby řešení těchto zdrojů po topologické stránce.

Ve stěžejní kapitole bude podrobně rozebrán návrh spínaného zdroje včetně návrhu transformátoru, tlumivky, spínacích součástí a v neposlední řadě bude proveden návrh chlazení. Celá kapitola bude zakončena prezentací výsledků měření.

2. Specifikace požadavky na vlastnosti napájecích zdrojů pro trakční aplikace

Základní požadavky na napájecí zdroje pro trakční aplikace jsou dány především zadanými vlastnostmi těchto zařízení, možnostmi umístění a montáže ve skříni vozidla a v neposlední řadě též platnou právní úpravou, danou kodexy Českého normalizačního institutu.

Je třeba se zaměřit zejména na relativně specifické požadavky co se týká vstupní tolerance napájecího napětí, otřesuvzdornosti (rázy a vibrace), rozsah okolních teplot, relativní vlhkost, prašnost, atd.

Každý větší elektronický celek instalovaný na trakčním vozidle, ať už se jedná o trakční měnič, pomocný měnič, dobíjecí měnič, je třeba napájet. Ve většině případů jde o napájení z palubní baterie. Toto napájení sebou nese jisté problémy sobě vlastní. Jedním ze zásadnějších problémů je tolerance napájení.

Napěťová úroveň palubních systémů většiny elektrických hnacích drážních vozidel v České republice činí 48V DC. S uvažováním relativně velké tolerance, která je stanovena normou ČSN EN 60077-1 v úrovni od + 25% až do úrovně - 30%. To znamená, že se pohybuje v rozsahu od 33,6 do 60V. Pro přímé napájení je tento rozsah zcela nepoužitelný a je třeba jej stabilizovat a v neposlední řadě galvanicky oddělit.

Rozsah okolních pracovních teplot na drážních vozidlech stanovuje norma ČSN EN 60077-1.

Tato norma stanovuje základní pravidla a podmínky pro vývoj, projekci a stavbu elektrických zařízení určených pro vestavbu na drážní vozidla.

Tato norma co do určení okolní pracovní teploty, stanovuje tzv. referenční teplotu. Tato teplota je stanovena na $T_r = 25^{\circ}\text{C}$.

Tato teplota je ovšem směrodatná pouze pro zařízení umístěné ve venkovním prostředí. Teplota okolního vzduchu T_a pro umístění uvnitř skříně lokomotivy (vagonu) je stanovena jako teplota referenční, ovšem navýšená o oteplení vzduchu díky předpokládaným místním tepelným ztrátám. V každé z různých místních částí skříně vozidla, v motorovém prostoru, přístrojové skříni, krytu atd. může být oteplení odlišné. Jestliže tato hodnota není specifikována v příslušném dokumentu ani není známá, je nutné mít za to, že během provozu nepřesahuje 30K. Uvažovaná teplota okolního vzduchu je potom $T_a = 55^{\circ}\text{C}$ ($25^{\circ}\text{C} + 30\text{K}$), a předpokládaná maximální teplota může být tedy 70°C ($40^{\circ}\text{C} + 30\text{K}$)[5].

Odolnost proti rázům a vibracím je definovaná pro několik kategorií umístění na vozidle dle normy ČSN EN 61373[6]:

Kategorie 1 – Montáž na skříň vozidla – tato se ještě dělí na:

- Třída A – Zařízení montovaná přímo na skříň vozidla nebo pod ní
- Třída B – Vše, co je namontováno uvnitř krytu zařízení, který je namontován přímo na skříň vozidla nebo pod ní

Kategorie 2 – Montáž na podvozek

Kategorie 3 – Montáž na nápravu

U každé z těchto kategorií a tříd stanoví norma stupeň přísnosti zkoušky a její kmitočtový rozsah.

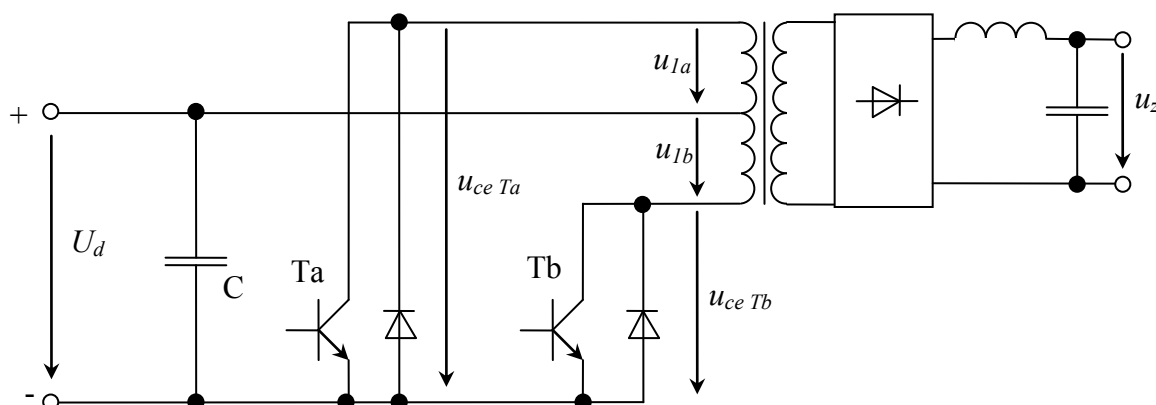
U projektovaného zdroje budeme předpokládat zařazení do Kategorie 1 ve třídě B.

3. Analýza možných řešení spínaného zdroje s výkonem stovek wattů.

V následující kapitole jsem používal převážně literaturu 10.

Vzhledem k potřebě vyvinout zdroj schopný přenášet výkon minimálně 200W, je vhodné tento zdroj koncipovat jako dvojitý. Vstupní napětí se bude pohybovat na pracovní úrovni 33 V až 60 V. Toto rozhodnutí stojí a padá s potřebou na co nejvyšší účinnosti a v neposlední řadě bude s použitím dvojitého zapojení přibližně dvojnásobně využít transformátor. To znamená, že bude využita i opačná polarita hysterezi křivky použitého magnetického materiálu, tvořícího magnetický obvod impulsního transformátoru. Tento transformátor bude potom vycházet objemově i hmotnostně na přibližně poloviční úrovni.

3.1. - Dvojitý propustný měnič – push-pull



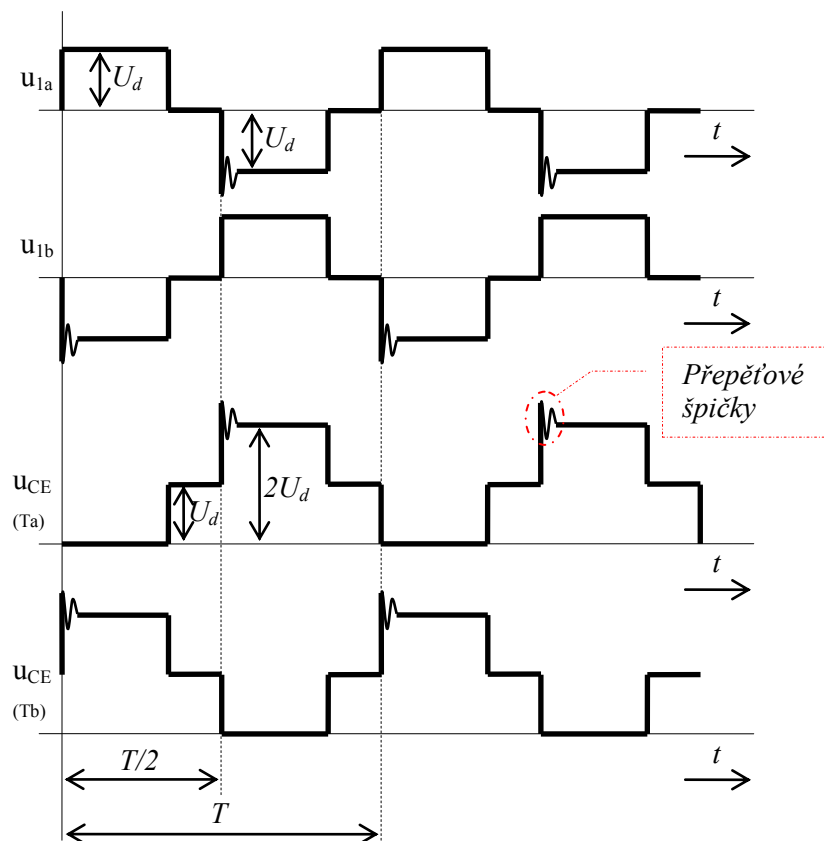
Obr. 3.1. - Schéma zapojení dvojitýho propustného měniče push – pull

Nevýhoda tohoto řešení tkví v nutném použití transformátoru se symetrickým primárním vinutím.

Výhodou tohoto zapojení je použití pouze dvou spínacích prvků. Tato výhoda je ovšem vykoupěna nutností použít spínací prvky s více než dvojnásobnou napěťovou zatížitelností. Tato vlastnost je způsobena použitím symetrického primárního vinutí.

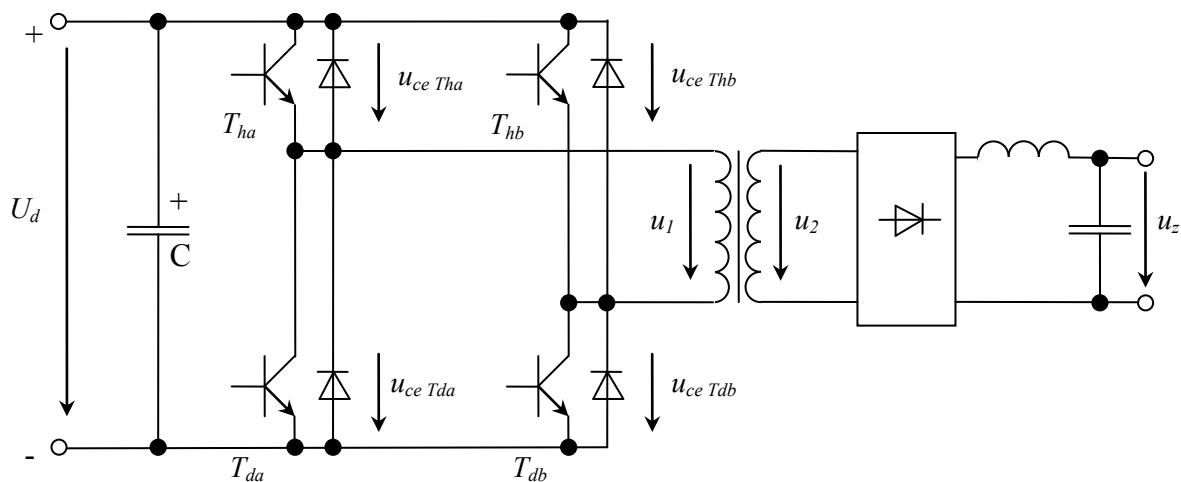
Bude-li například T_a sepnut, tranzistor T_b bude zatěžován nejen napětím zdroje U_D na které je připojen prostřednictvím b-části primárního vinutí, ale i napětím, které se na tomto vinutí naindukuje vlivem činnosti a-části vinutí. K tomuto napětí se ještě přičítají napěťové špičky vznikající vlivem rozptylových indukčností mezi oběma polovinami primárního vinutí. Velikost napěťových špiček je přímo úměrná velikosti rozptylové indukčnosti a taktéž strmosti proudu dle Faradayova indukčního zákona.

Nespornou výhodou je zde to, že oba emitory tranzistorů jsou spojeny na společném záporném napájecím potenciálu zdroje, což je vhodné zejména pro jednodušší zapojení řídicích obvodů u kterých se nemusí řešit rozdíl potenciálů na spínacích prvcích.



Obr. 3.2. - Vyobrazení napěťových průběhů dvojčinného propustného měniče push – pull

3.2. - Dvojčinný propustný měnič – plný můstek (Full-bridge)

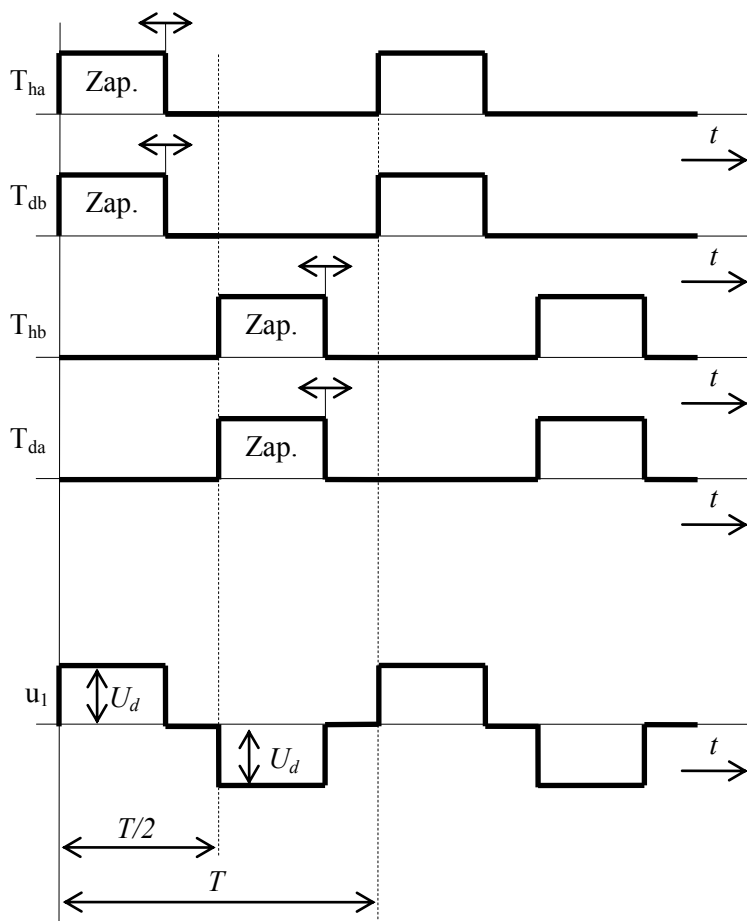


Obr. 3.3. - Schéma zapojení dvojčinného propustného měniče plný most

Princip funkce spočívá tak jako u zapojení push – pull v periodickém střídání směru (polarity) syčení elektromagnetického obvodu tedy jádra impulsního transformátoru. Toto zapojení je vhodné pro měniče vyšších výkonů.

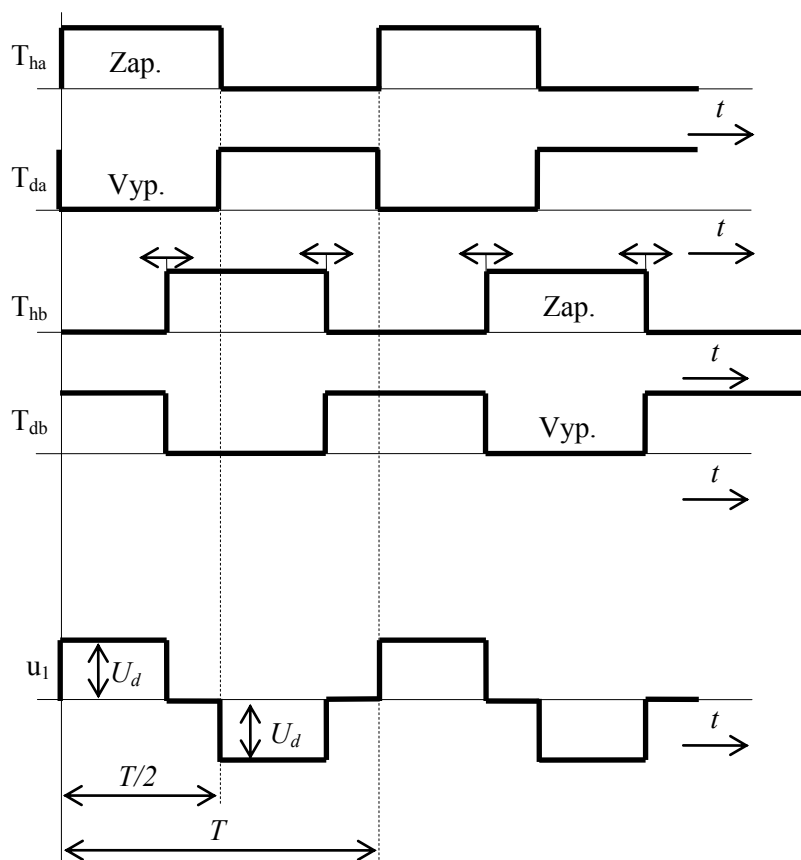
U tohoto zapojení jsou používány dvě různé spínací strategie:

První spínací strategie spočívá ve střídavém otevírání spínacích tranzistorů úhlopříčně. Tedy je vždy poměrnou část první poloviny periody otevřen horní tranzistor větve „a“ a současně s ním je otevřen dolní tranzistor větve „b“. Ve druhé polovině periody se tranzistory měniče ve své funkci vystřídají. Sepnou se tranzistory opačné úhlopříčky, tedy sepne se dolní tranzistor větve „a“ a současně s ním se sepne horní tranzistor větve „b“. Komutační energie primární indukčnosti se vždy po rozepnutí výkonových tranzistorů rekuperuje zpět do napájecího zdroje a to prostřednictvím diod antiparalelně připojených ke každému z tranzistorů.



Obr. 3.4. - Vyobrazení napětových průběhů dvojčinného propustného měniče v zapojení plný most při prvním způsobu řízení

Druhá spínací strategie spočívá v tom, že oba tranzistory větve „a“ jsou řízeny společně, ale s tím rozdílem, že horní tranzistor je sepnut a dolní rozepnut (nebo opačně) a to po maximální možnou dobu tedy takřka jednu polovinu periody (je třeba odečíst ochrannou dobu t_d). Větve „a“ i „b“ jsou řízeny stejným způsobem. Řízení spočívá se změnou vzájemného fázového posuvu větví „a“ a „b“. Tento úhel samozřejmě může nabývat hodnot od 0 do jedné poloviny periody spínacího kmitočtu. Komutační energie primární indukčnosti se tak jako v případě první spínací strategie vždy po rozepnutí výkonových tranzistorů rekuperuje zpět do napájecího zdroje a to prostřednictvím diod antiparalelně připojených ke každému z tranzistorů.

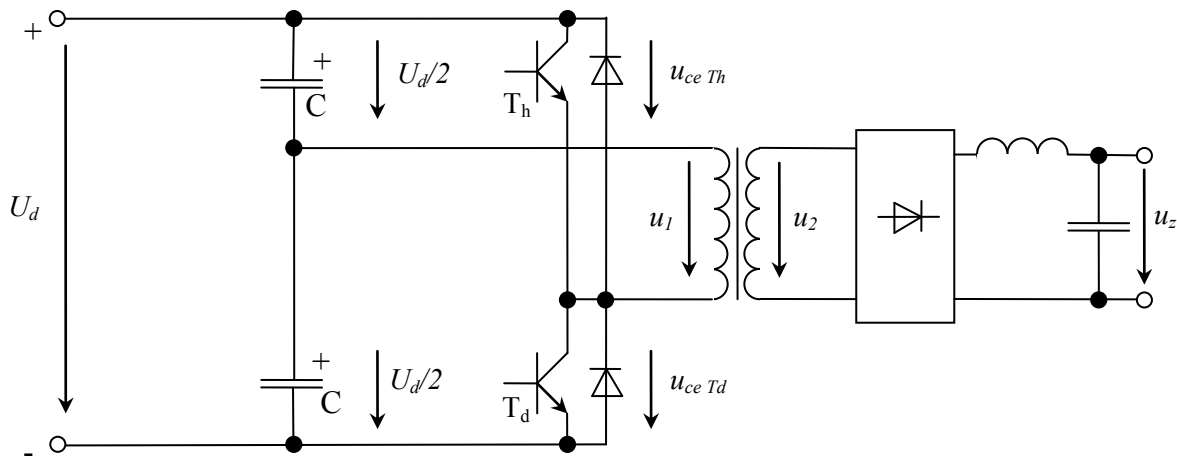


Obr.3.5. - Vyobrazení napětových průběhů dvojčinného propustného měniče v zapojení plný most při druhém způsobu řízení

Jak je patrné z vyobrazených průběhů, co do tvaru okamžitých hodnot napětí na primárním vinutí transformátoru, jsou tyto dvě spínací strategie z hlediska regulačního rozsahu rovnocenné. Přesto má každá z nich své opodstatnění. Zejména druhá spínací strategie je velice výhodná v tom, že v omezené míře řeší problém se stejnosměrnou magnetizací jádra transformátoru.

Výkonové součástky není třeba dimenzovat takovým způsobem jako u měniče v předchozím případě. Každý použitý tranzistor je v klidu zatěžován pouze polovinou napájecího napětí zdroje. Při otevření kteréhokoli tranzistoru je druhý tranzistor v této větvi už zatížen plným napájecím napětím. Z toho vyplývá, že dimenzování tranzistorů již není nutné stavět na hladinu více než dvojnásobku napětí napájecího, ale dostačující je držet se hodnoty napájecí hladiny s přihlédnutím k možným anomáliím zdroje a napětových špiček vzniklých vlivem parazitních indukčností vedení atd.

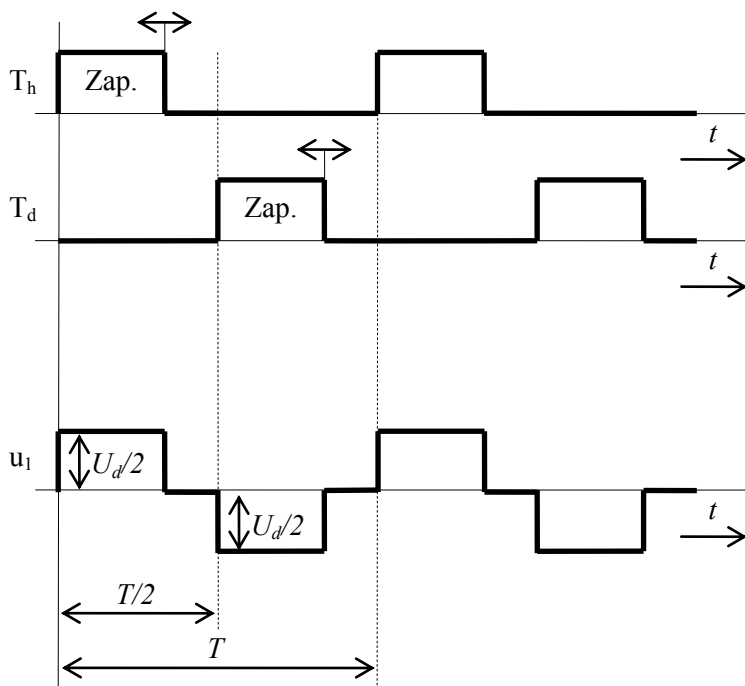
3.3. - Dvojitý propustný měnič – poloviční můstek (Half-bridge)



Obr. 3.6. - Schéma zapojení dvojitýho propustného měniče v zapojení poloviční můstek

Funkce tohoto zapojení vychází z funkce zapojení plný most (full-bridge). Rozdíl spočívá v náhradě spínacích tranzistorů větve „a“ kapacitním děličem tvořeným dvěma do série zapojených kondenzátorů.

Spínací strategie je postavena na základě střídavého otevírání spínacích tranzistorů v jediné větvi. Vždy je poměrnou část první poloviny periody otevřen horní tranzistor. Ve druhé polovině periody je horní tranzistor uzavřen a dolní tranzistor otevřen. Komutační energie primární indukčnosti se tak jako v předchozím případě po rozepnutí výkonového tranzistoru rekuperuje zpět do napájecího zdroje prostřednictvím diod antiparalelně připojených ke každému z tranzistorů.



Obr. 3.7. - Vyobrazení napětových průběhů dvojitýho měniče v zapojení poloviční můstek

Vlivem použití kapacitního děliče namísto dvojice tranzistorů je okamžitá hodnota napětí na primárním vinutí transformátoru maximálně na úrovni jedné poloviny napětí napájecího.

Tato skutečnost je výhodná zejména pro napěťové dimenzování spínacích tranzistorů. Ve vypnutém stavu je na každém z těchto tranzistorů napětí v úrovni poloviny napájecího. V případě otevření jednoho z nich bude na tom druhém (uzavřeném) už plné napájecí napětí. Napěťové dimenzování bude tedy podobné jako u zapojení dvojčinného měniče v plném můstku (full-bridge).

Co se týká proudového dimenzování, tak za předpokladu shodného výkonu budou spínače zatěžovány dvojnásobným proudem oproti plnému můstku. Způsobuje to fakt, že na primárním vinutí transformátoru bude maximálně polovina napájecího napětí. Shodného výkonu lze tedy dosáhnout pouze zdvojnásobením proudu. Tímto jsme v podstatě ušetřili dva spínače, ale za cenu dvojnásobného proudového zatížení jak primárního vinutí, tak výkonových spínačů.

Toto zapojení je výhodné také proto, že z velké části řeší problematiku stejnosměrné magnetizace jádra transformátoru.

Stejnosemřná magnetizace je provozně velice nebezpečná, protože v jejím důsledku může dojít k přesycení magnetického obvodu transformátoru a tedy ke ztrátě indukčnosti vinutí. Strmost nárůstu proudu v primárním vinutí potom již nebude omezována jeho indukčností, ale pouze činným odporem použitého vodiče (nejčastěji měděného) jímž je toto vinutí realizováno. To jistě povede k havárii měniče v důsledku překročení proudového zatížení.

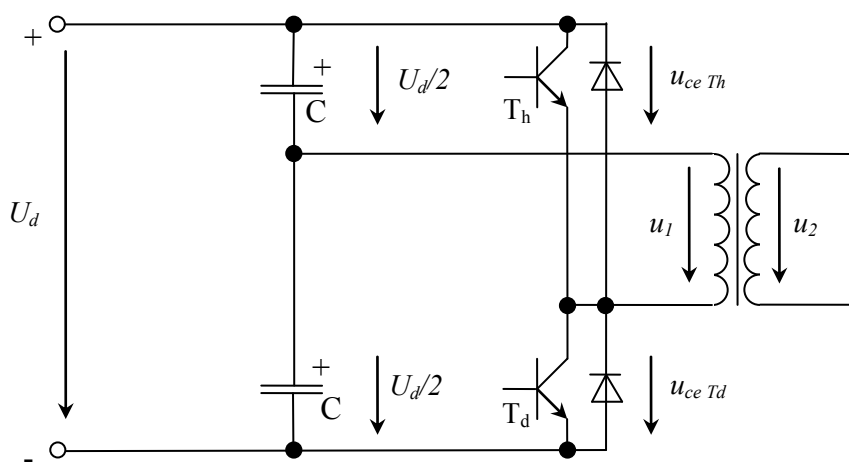
4. Návrh a realizace funkčního vzorku spínaného zdroje

4.1. - Návrh topologie silové části měniče

4.1.1. - Primární část:

Pro tento účel jsem se rozhodl použít dvojčinné zapojení v polovičním můstku (half-bridge). Toho je využito při volbě topologie polovičního můstku. Výhodou je potom i potřeba pouze dvou spínacích prvků a následně i nutnost řešení jen dvou jejich budících obvodů.

Vzhledem k použití kapacitního děliče, je tím vlastně takřka vyřešena i otázka stejnosměrné magnetizace jádra transformátoru. Kapacitní dělič do jisté míry zabráňuje rozvážení periodicky střídajících se napětíových ploch, kterými se napájí primární vinutí impulsního transformátoru.

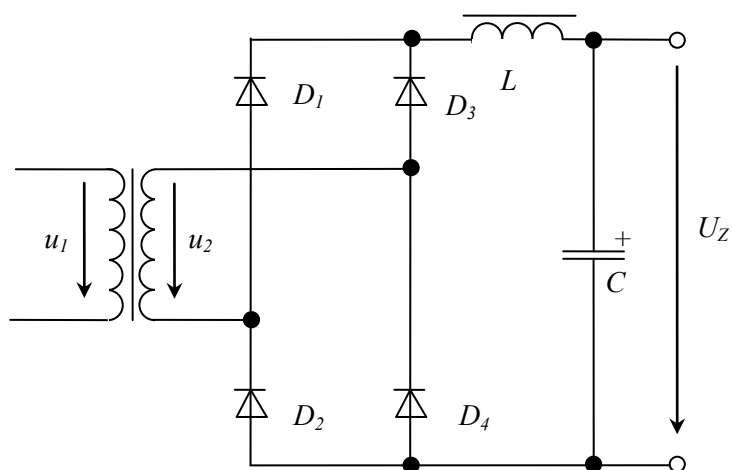


Obr. 4.1. - Primární silová část měniče – principiální schéma

4.1.2. - Sekundární část:

Na sekundární straně bude použit dvoucestný usměrňovač v můstkovém zapojení. Řešení je vhodné pro dvojčinné měniče, protože transformátor je využíván v obou polaritách elektromagnetické indukce (Hysterezní smyčky) a tedy i napětí na výstupu je charakteristické dvěma polaritami.

Výstup usměrňovače musí být doplněn filtrem sestaveným z tlumivky a kondenzátoru. Filtř je pro funkci měniče životně důležitý.



Obr. 4.2. - Sekundární silová část měniče

4.2. - Dimenzování hlavních součástí

4.2.1. - Návrh velikosti jádra transformátoru:

Při editaci této kapitoly jsem vycházel především z literatury 11

Pro návrh impulsního transformátoru jsou definovány následující parametry, co se týká hodnot vstupních a výstupních veličin:

Vstupní napětí – 33 - 60V

Výstupní napětí - 25V

Výstupní proud – 9A

Spínací kmitočet je s ohledem na velikost přenášeného výkonu, náročnost konstrukce transformátoru a dostupnost materiálu jader zvolena na hodnotě 100 kHz.

Pro tento spínací kmitočet je k dispozici celá řada feritových materiálů.

Z nabídky pro příklad uvedu materiály s označením - N87	Siemens – dnes EPCOS
3C90	Philips
PC44	TDK
CF139	Cosmo Ferrites

Jedná se o manganito-zinečnatý materiál o relativně malé elektrické vodivosti.

Z katalogových údajů bych vybral následující parametry:

- Počáteční permeabilita – $2100 \pm 20\%$
- Curierova teplota – $> 210^\circ\text{C}$
- Součinitel indukčnosti – 2500 nH +30% -20 %
- Měrná hustota materiálu – 4800 Kg/m^3

Při návrhu transformátoru pulsního zdroje je nutno určit tvar a alespoň přibližně odhadnout rozměrové parametry jádra zvoleného materiálu.

Tvar jádra je v praxi volen s ohledem na předpokládanou rozměrovou dispozici (například na požadovanou výšku zástavby atd.).

Průřez jádra je stanoven na základě potřebného přenášeného výkonu mezi primární a sekundární stranou transformátoru. Taktéž není vhodné stanovit příliš velké rozměry jádra, jelikož se tím naprosto zbytečně navyšuje magnetování proud. S tímto jsou spojené problémy s větším průřezem vodičů vinutí a taktéž vyšší namáhání polovodičových spínacích prvků.

Volím tedy jádro tvaru ETD 34, které by mělo být schopno při daném kmitočtu stanovený výkon bezpečně přenést. Naproti tomu by pro jádro ETD29 byl tento výkon mezní.

Mezní oteplení transformátoru:

V nehostinném prostředí jakým je strojovna lokomotiv ve které se teploty v letních měsících běžně pohybují až do hodnoty 50°C , budu brát v úvahu pracovní oteplení o 40°C tedy do 90°C .

Ztráty v transformátorech se dělí na:

- Ztráty hysterezní
- Ztráty vířivými proudy
- Ztráty v mědi

Hysterezní ztráty jsou de facto rozdíl mezi energií, kterou do magnetického obvodu jádra přivedeme a energií, kterou z magnetického obvodu odčerpáme zpět do zdroje. V podstatě jsou hysterezní ztráty přímo úměrné spínacímu kmitočtu a velikosti plochy samotné hysterezní smyčky.

Omezit se dají snížením spínacího kmitočtu, což ovšem není žádoucí s ohledem na následný větší objem transformátoru, nebo zmenšením plochy samotné hysterezní smyčky, což se v praxi provádí snížením indukčního zdvihu ΔB .

Ztráty vířivými proudy jsou ve své podstatě ztráty vodivé způsobené skinefektem v jádru transformátoru a jsou takřka přímo úměrná čtverci spínacího kmitočtu. Feritová jádra mají relativně velký elektrický odpor, takže se tento jev začíná uplatňovat až okolo kmitočtu 400kHz. Potom ovšem začínají strmě stoupat, což působí proti snaze jádra zmenšovat se vzrůstajícím kmitočtem. v této práci je uvažovat nebudeme.

Ztráty v mědi jsou všeobecně známé ztráty vznikající průchodem proudu vodičem. $P = R \times I^2$. Je tedy třeba znát délku vodiče vinutí a jeho čistý průřez a materiál, z něhož je vyroben. Situace se ale mírně komplikuje v důsledku působení elektrického skinefektu. Se vzrůstajícím kmitočtem se snižuje hloubka vniku a tímto se současně zvyšuje i odpor vinutí.

Pro výpočet tepelného odporu již navinutého transformátoru použijí zjednodušený vztah, který je vhodný pro jádra typu ETD nebo EC řady[11].

$$R_T = \frac{36}{S_o [cm^2]} = \frac{36}{1,71} = 21,052 \cong 21^\circ C / W \quad (4.2.1-1)$$

Z této informace jsme již schopni stanovit maximální ztrátový výkon.

Jako maximální nárůst oteplení jsme stanovili hodnotu 40°C. Tento údaj tedy doplníme do známého vzorce pro výpočet ztrátového výkonu.

$$P_{loss} = \frac{T_r}{R_T} = \frac{40}{21} = 1,9W \quad (4.2.1-2)$$

Tato vypočtená hodnota je tedy celkový ztrátový výkon transformátoru, pod který bychom se měli dostat se zpracovaným návrhem.

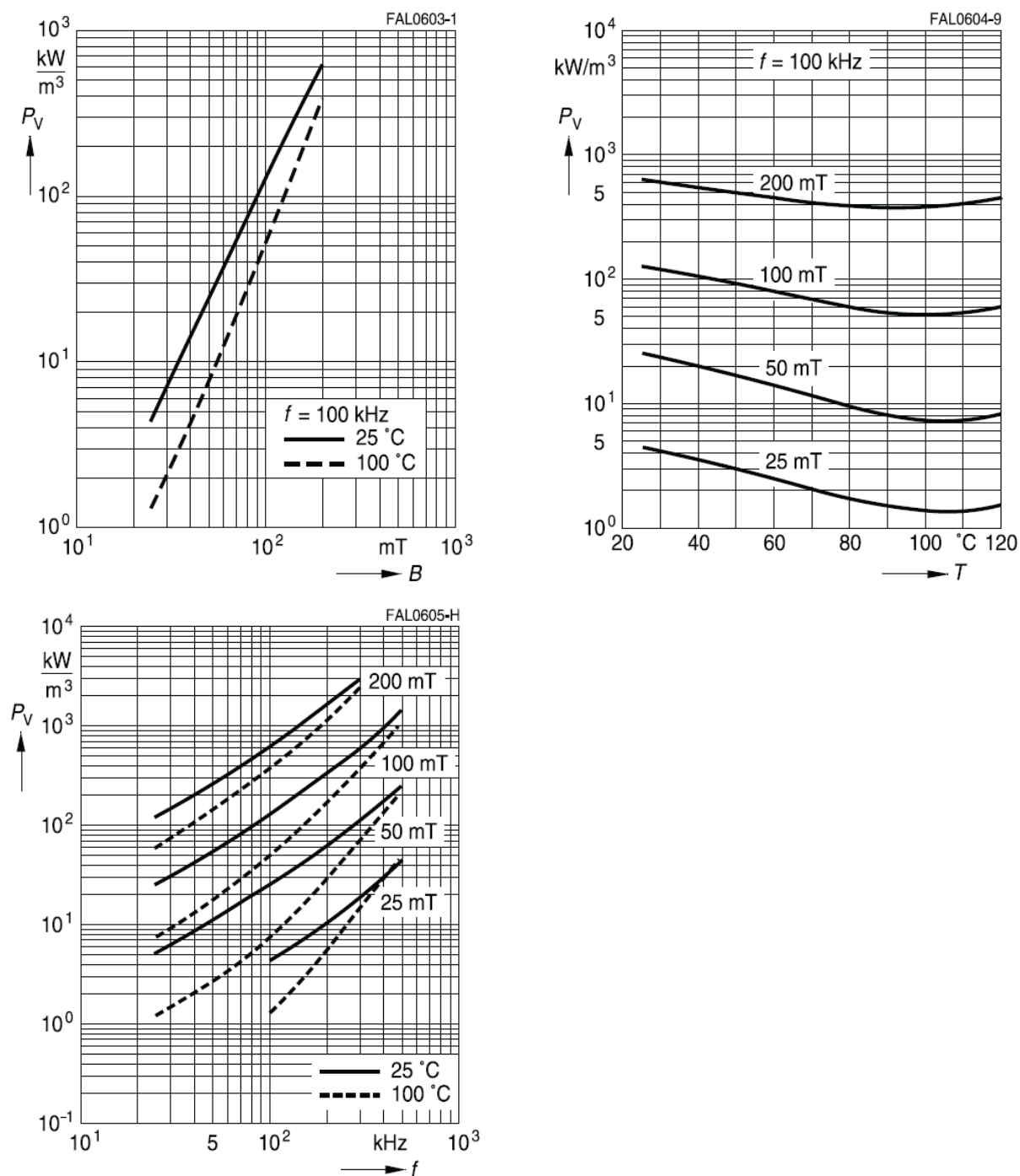
Nyní je nutné výsledek rozdělit na ztráty ve vinutí a v jádře transformátoru. Tyto dvě hodnoty budou přibližně stejné, ale budeme uvažovat mírně ve prospěch jádra, tedy aby v jádru vznikaly ztráty o něco nižší. Totiž jádro se z jeho větší poloviny nachází uvnitř vinutí a podstatně hůře se chladí.

$$P_{loss(Fe)} = 0,9W \quad P_{loss(v)} = 1W$$

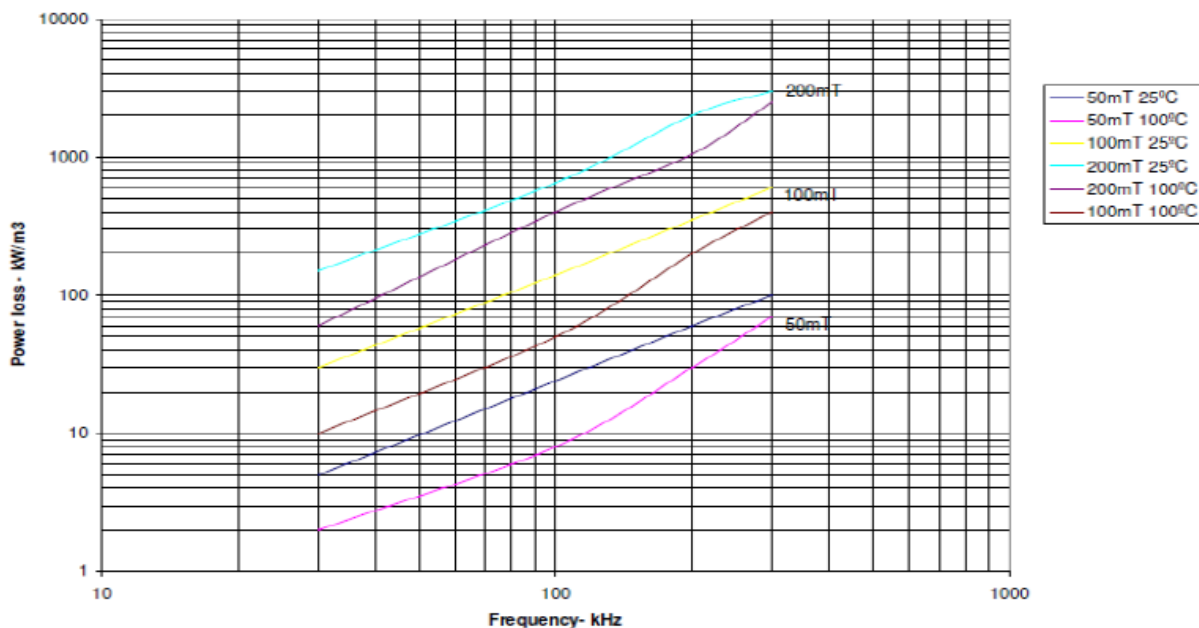
Nyní provedeme výpočet hustoty ztrátového výkonu v jádru transformátoru:

$$Q_{FE} = \frac{P_{loss(FE)}}{V_E [mm^3]} = \frac{0,9}{7,64} = 0,117 W / cm^3 = 117 mW / cm^3 \Leftrightarrow kW / m^3 \quad (4.2.1-3)$$

Tento výsledek je velice důležitý, jelikož jsme schopni v tuto chvíli již určit potřebný indukční zdvih. Toto se dá zajistit graficky a to odečtením hledané veličiny z grafů výrobce jádra.



Obr. 4.3. - Hysterezi ztráty materiálu N87 fy EPCOS vyjádřené graficky [9]



Obr. 4.4. - Jiné vyobrazení závislosti hysteretických ztrát v závislosti na indukčním zdvihu a kmitočtu[3]

Na zobrazených grafech je zachycena závislost hysteretických ztrát na kmitočtu a teplotě. Na základě těchto informací jsme tedy schopni s jistotou určit hodnotu maximálního indukčního zdvihu. Jak je vidět horší situace nastává při nižší teplotě jádra. Budeme tedy vycházet ze závažnější situace.

Nyní máme tedy k dispozici výše vypočtený údaj o maximální možné ztrátě v celém objemu jádra a to 117 kW/m^3 . Tuto hodnotu budeme konfrontovat s grafickými vyjádřeními ztrát.

Po porovnání grafů se stanovenou hodnotou jsem se rozhodl stanovit maximální sycení magnetické indukce na hodnotu 90mT. Maximální indukční zdvih bude tedy 180mT.

Nyní se již dá použít vztahu, který nám sice jen přiblíží nutný průřez jádra, ale je vhodné propočít realizovat, nežli celý návrh provádět vícekrát pro počáteční špatný odhad.

$$S_O \cdot S_{FE} = \left(\frac{P}{K \times \Delta B \times f} \right)^{\frac{4}{3}} = \left(\frac{210}{0,017 \times 0,18 \times 100000} \right)^{\frac{4}{3}} = 0,61 \text{ cm}^4 \quad (4.2.1-4)$$

$K = 0,014$ – pro jednočinné měniče

$K = 0,017$ – pro dvojčinné měniče

Výsledkem je v podstatě bezrozměrná veličina (cm^4). Odmocněním tohoto výsledku bychom v podstatě dostali ideální stav, kdy výsledek udává jak plochu jádra, tak plochu vinutí. Ideálního stavu co se týká minimalizace transformátoru bychom v praxi dosáhli tím, že by opravdu byly tyto plochy shodné.

Odmocněním výsledku druhou odmocninou tedy dostaneme teoreticky minimální průřez jádra hledaného transformátoru.

$$S_{FE} = \sqrt{S_O \cdot S_{FE}} \rightarrow \sqrt{0,61} = 0,78 \text{ cm}^2 \quad (4.2.1-5)$$

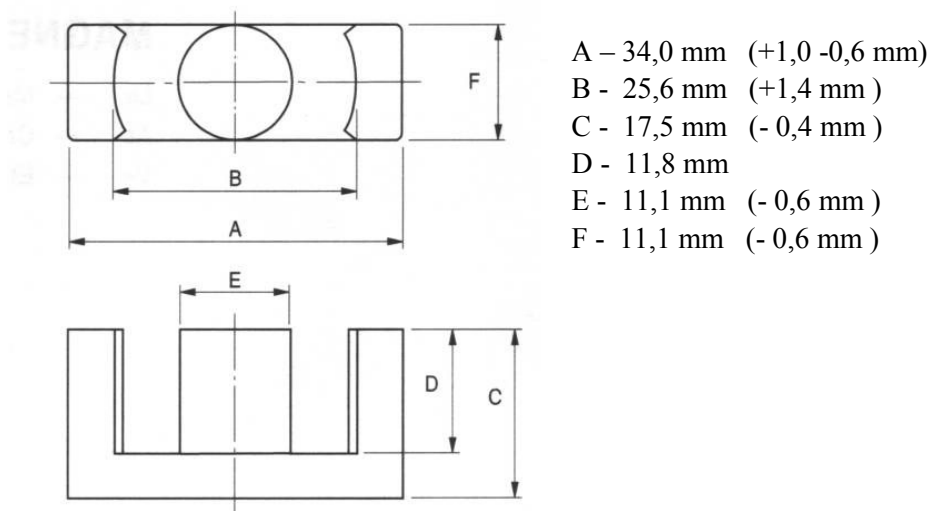
Výsledkem je tedy plocha 78 mm^2 což je hodnota jen o málo vyšší, nežli katalogová hodnota (Semic) efektivní plochy jádra ETD2910. To ale znamená, že odhad velikosti jádra na ETD 3411 byl správný, neboť není možné volit jádro na jeho horním výkonovém limitu.

Nyní, když je tedy možné prohlásit výběr jádra za správný, uvedu jeho základní parametry, které jsou k dispozici též v literatuře 4.

Jádro ETD 3411 disponuje těmito technickými parametry:

- Efektivní průřez jádra - $97,1 \text{ mm}^2$
- Minimální průřez jádra - $91,6 \text{ mm}^2$
- Efektivní objem jádra - 7640 mm^3
- Střední délka siločáry - $78,6 \text{ mm}$
- Součinitel indukčnosti - 2600 nH
- Hmotnost - $19,5 \text{ g/ks}$

Na následujícím obrázku jsou zakresleny základní rozměry použitého jádra transformátoru. Zde je nutno doplnit, že toto jádro se skládá ze dvou stejných polovin.



Obr. 4.5. - Základní rozměry jádra ETD 3411[4]

Jádra typu ETD jsou dodávána jak bez, tak i včetně vzduchové mezery jejíž velikost musí zákazník při objednavce definovat.

V případě transformátoru pulsního zdroje pracujícího ve dvojčinném režimu je vzduchová mezera v magnetickém obvodu nežádoucí, protože ve své podstatě by naprosto zbytečně navyšovala magnetizační proud. To znamená, že v tomto návrhu bude použito jádro, které vzduchovou mezeru neobsahuje.

Vinutí se nenavíjí přímo na jádro, nýbrž na k tomu určený elektricky izolační materiál v potřebném tvaru a velikosti. K tomuto účelu slouží tak zvaná kostřička. Ta je také opatřena přívodními piny. Tyto jsou z výroby umístěny tak, aby bylo možné hotový transformátor montovat buď ve vertikální nebo v horizontální pozici. Piny jsou určeny k jednoduchému a přehlednému propojení a zakončení dílčích vinutí. Jejich hlavním účelem je možnost vestavby do DSP.

V této chvíli tedy známe základní veličiny potřebné k samotným výpočtům parametrů navrhovaného transformátoru.

Pro lepší přehled provedeme rekapitulaci všech hlavních parametrů, které budeme potřebovat.

Materiál jádra	- N87 (CF139, PC44, 3C90)
Tvar jádra	- ETD
Velikost jádra	- 3411
Maximální elektromagnetická indukce	- $B_{\max} = 0,9T = 90mT \leftrightarrow \Delta B = 0,18T = 180mT$

Není třeba, aby byl transformátor sycen plným vypočteným indukčním zdvihem. Pro jistotu snižují maximální indukční zdvih o 20%. Následkem bude mírně odlišný výsledek ve vyčíslení počtu závitů, ale sníží se tímto znatelně hysterezní ztráty.

4.2.2. - Stanovení vlastních konstrukčních parametrů transformátoru

Při editaci této kapitoly jsem čerpal zejména z literatury 10

Předně je třeba dbát na aspekty zvolené topologie zapojení.

Je třeba si uvědomit, že měnič pracující ve dvojčinném provozu v zapojení polovičního můstku bude mít na svorkách primárního vinutí pouze poloviční napětí oproti případu zapojení můstku plného. Abychom tedy dosáhli shodného výkonu, bude muset primární vinutí disponovat polovičním počtem závitů o dvojnásobném průřezu. Na tento aspekt bude ještě upozorněno v průběhu výpočtu při dosazování hodnot.

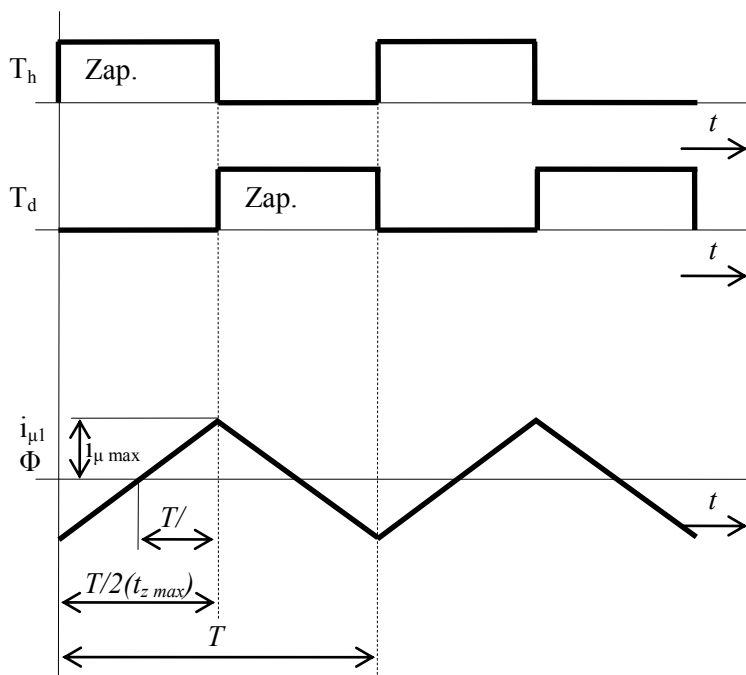
Nejprve je nutno připomenout, že platí:

$$U = L \frac{di}{dt} = \frac{d\phi}{dt} \quad (4.2.2-1)$$

$$\phi = B \times S_{FE} \quad (4.2.2-2)$$

$$L = N^2 \mu_0 \mu_i \frac{S_{FE}}{l_{FE}} \quad (4.2.2-3)$$

$$f = \frac{1}{T} \quad (4.2.2-4)$$



Obr. 4.6. - Průběh magnetizačního proudu a indukčního toku v jádru transformátoru

Strmost magnetizačního proudu je definována jako:

$$\frac{di_{\mu}}{dt} = \frac{2I_{\mu \max}}{t_{z \max}} = \frac{U_d / 2}{L_1} \quad (4.2.2-5)$$

Hodnota samotného magnetizačního proudu bude tedy násobkem jeho strmosti a doby jeho nárůstu. Je třeba podotknout, že nárůst dané hodnoty v rozmezí mezi nulou a maximem, jak v kladném tak v záporném rozsahu, probíhá ve své podstatě pouze po dobu jedné čtvrtiny periody viz obr. 4.6. Tímto vztahem bude možné dosáhnout relevantní výsledky pouze za předpokladu plného otevření střídače. V teoretické rovině by tedy platilo $t_{z \max} = T/2$.

$$I_{\mu \max} = \frac{T}{4} \cdot \frac{U_d / 2}{L_1} = \frac{U_d / 2}{4 \cdot f \cdot L_1} \quad (4.2.2-6)$$

Pracuje-li magnetický obvod v lineární části hysterezi křivky, je vztah mezi magnetizačním proudem a magnetickým indukčním tokem přímo úměrný. Potom se tok v jádru dá vyjádřit jako integrál napětí působícího na primární vinutí.

$$\psi_{\max} = \int_{T/4}^{T/2} u_1(t) dt = \frac{D_d}{2} \cdot \frac{T}{4} = \frac{U_d}{8f} = N_1 \phi_{\max} = N_1 B_{\max} S_{FE} = L_1 I_{\mu \max} \quad (4.2.2-7)$$

Je třeba si připomenout, že na primární vinutí připojujeme napětí rozdělené na dvě shodné poloviční úrovně, což způsobuje vstupní kapacitní dělič. Proto je v čitateli vstupní napětí děleno dvěma. Potom vztah pro výpočet počtu primárních závitů je:

$$N_1 = \frac{U_d / 2}{4 \cdot f \cdot B_{\max} \cdot S_{FE}} \quad (4.2.2-8)$$

Dále je třeba znát průřez vodiče.

Tento bude vypočten ze zvolené proudové hustoty ($3,4 \text{ A/mm}^2$), a z efektivního proudu, jenž způsobuje ve vodiči úbytek napětí.

Nejdříve je třeba znát efektivní proud ve vinutí. Tento je možno vyčíslit za pomoci vztahu:

$$I_{ef} = I_z \sqrt{2 \cdot s} \quad (4.2.2-9)$$

Nyní je možno stanovit průřez jednotlivých dílčích vinutí s tím, že každé z nich bude zřejmě jinak proudově namáháno. Každé vinutí bude mít pravděpodobně jiný průřez.

$$S_{Cu} = \frac{I_{ef}}{J} \quad (4.2.2-10)$$

Dále je nutné uvažovat o tom, jak se bude chovat vodič v magnetickém poli o velkém kmitočtu.

Zde se bude projevovat tak zvaný elektrický skinefekt, který způsobuje sníženou vodivost vodičů směrem k jejich středu.

Čím je tedy kmitočet vyšší, tím více se skinefekt uplatňuje a tím menší má vodič vodivost směrem k jeho středu.

Z předchozího vyplývá, že tento jev postihuje zejména vodiče kruhového průřezu.

Je tedy nezbytné vypočítat tzv. hloubku vniku, za účelem zjištění do jakého maximálního průřezu je ještě smysluplné užívat dané průměry vodičů.

Hloubka vniku se vyčíslí pomocí vztahu:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu_r}} \quad (4.2.2-11)$$

ρ – měrný odpor materiálu vodiče

μ_r – permeabilita materiálu vodiče (u mědi a hliníku použijeme μ_0)

ω – pracovní kmitočet (úhlový kmitočet $\omega = 2\pi f$)

4.2.3. - Stanovení pracovního režimu

Rozsah vstupního pracovního napětí je 33 – 60V

Pracovní kmitočet byl zvolen 100 kHz

Potom délka celé periody bude 10 μ s, to znamená, že délka poloviny periody při stoprocentní střídě napětí bude 5 μ s.

V praxi k tomuto nikdy nesmí dojít, protože je nutné zachovat mezi sepnutím horního a rozepnutím spodního tranzistoru (respektive naopak) bezpečnostní prodlevu. Tato je určena jako bezpečný časový úsek během kterého se s jistotou stačí uzavřít otevřený tranzistor, nežli se začne otevírat tranzistor následující. Tímto se zabráňuje tzv. prohoření větve.

Bezpečnostní prodleva se volí jako dvojnásobek nejdelšího času nutného pro uzavření předchozího spínače.

Bezpečnostní prodlevu stanovím na 2 x 200 ns.

$$t_d = 200ns$$

$$t_{on} = 10\mu s - 400ns = 9,6\mu s \Rightarrow 2 \times 4,8\mu s$$

$$s_{max} = 96\% \Rightarrow 0,99 \Rightarrow 2 \times 0,48$$

V následných výpočtech primárního vinutí transformátoru, se tato skutečnost musí zohlednit, protože se tento výpočet provede s uvažováním minimálních hodnot napět'ové úrovně pracovního rozsahu zdroje. To znamená, že když je v našem případě spodní úroveň rozsahu napájení 33V, je třeba zohlednit danou maximální střidu zdroje. Tímto se primární napětí vlivem střídý zredukuje na cca 31,68V.

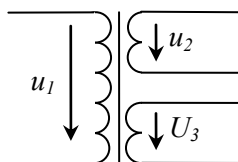
Co se týká dalšího rozsahu směrem k horní hranici napájecího napětí, tento je již řízen prostřednictvím změny střídý z nadřazeného regulátoru.

4.2.4. - Určení počtu závitů transformátoru

Nyní máme k dispozici všechna potřebná data k samotnému výpočtu jednotlivých parametrů. K samotným výpočtům použijeme výše odůvodněné vztahy.

Rekapitulace:

- požadované hodnoty zdroje
 - vstupní napětí (u_1) - 33 – 60 V DC
 - výstupní napětí (u_2) - 24,0 V
 - výstupní napětí (u_3) - 18,0 V (pomocné napájení)
 - přenášený výkon - 220 W
- vnitřní hodnoty
 - kmitočet zdroje - 100 kHz
 - maximální střída - 0,96 (2 x 0,48)
- Jádru – tvar - ETD
 - materiál - N87(CF139, PC44, 3C90)
 - velikost - 3411
 - plocha - 97,1 mm²
 - střední délka siločáry - 78,6 mm
 - efektivní objem - 7640 mm³
 - součinitel indukčnosti - 2600nH
 - indukční zdvih (zvolený) - 90mT ($\Delta B = 180\text{mT}$)
 - indukční zdvih (redukovaný) - 70mT ($\Delta B = 140\text{mT}$)



Obr. 4.7. - schématická značka projektovaného transformátoru

Jelikož jsou již stanovené parametry jádra transformátoru, včetně indukčního zdvihu, budou další výpočty vcelku triviální, založené na dosazování do vzorců.

Výpočet počtu primárních závitů bude proveden dle vztahu (4.2.2-8)

$$N_1 = \frac{(u_1 / 2) \times s_{\max}}{4 \cdot f \cdot B_{\max} \cdot S_{FE}} = \frac{(33 / 2) \times 0,96}{4 \times 100000 \times 0,07 \times 97,1 \times 10^{-6}} = 6,17 \cong \underline{6z} \quad (4.2.4-1)$$

Primární vinutí bude mít celkem 6 závitů

Výpočet počtu sekundárních závitů bude proveden dle ze stejného vztahu, jen z použitím jiných hodnot. Jako hodnota u_2 je stanovena hodnota o 1. volt vyšší s úvahou napěťových úbytků na diodách.

$$N_2 = \frac{u_2}{4 \cdot f \cdot B_{\max} \cdot S_{FE}} = \frac{25}{4 \times 100000 \times 0,07 \times 97,1 \times 10^{-6}} = 9,19 \cong \underline{10z} \quad (4.2.4-2)$$

Pracovní sekundární vinutí bude disponovat celkem 10-ti závity.

Naprosto rovnocenný základ bude mít i výpočet druhého sekundárního vinutí opět s rozdílnou hodnotou napětí v čitateli.

$$N_3 = \frac{u_3}{4 \cdot f \cdot B_{\max} \cdot S_{FE}} = \frac{18}{4 \times 100000 \times 0,08 \times 97,1 \times 10^{-6}} = 6,62 \cong \underline{7z} \quad (4.2.4-3)$$

Pomocné sekundární vinutí bude tedy mít 7 závitů.

Po vyčíslení počtu potřebných závitů jednotlivých vinutí je nutno ještě stanovit jejich průřez.

Pro jistotu je třeba ještě vyčíslit hodnotu magnetizačního proudu.

Toto provedeme dle vztahu (4.2.2-6).

$$I_{\mu \max} = \frac{U_d / 2}{4 \cdot f \cdot L} \quad (4.2.4-4)$$

To ovšem předpokládá znalost indukčnosti daného vinutí. Tu vypočteme díky teď již známého počtu závitů.

$$L_1 = N_1^2 \mu_0 \mu_i \frac{S_{FE}}{l_{FE}} = 6^2 \cdot 1,256 \times 10^{-6} \cdot 2100 \cdot \frac{97,1 \times 10^{-6}}{0,00786} = 1172 \mu H \quad (4.2.4-5)$$

$$L_2 = N_2^2 \mu_0 \mu_i \frac{S_{FE}}{l_{FE}} = 10^2 \cdot 1,256 \times 10^{-6} \cdot 2100 \cdot \frac{97,1 \times 10^{-6}}{0,00786} = 3255 \mu H \quad (4.2.4-6)$$

$$L_3 = N_3^2 \mu_0 \mu_i \frac{S_{FE}}{l_{FE}} = 7^2 \cdot 1,256 \times 10^{-6} \cdot 2100 \cdot \frac{97,1 \times 10^{-6}}{0,00786} = 1595 \mu H \quad (4.2.4-7)$$

Nyní přikročíme k výpočtu magnetizačního proudu

$$I_{\mu \max 1} = \frac{u_1}{4 \cdot f \cdot L_1} = \frac{33/2}{4 \cdot 100000 \cdot 0,001172} = 0,0352 \cong 0,4 A \quad (4.2.4-8)$$

Z výsledku je patrné, že magnetizační proud bude oproti proudu zátěžovému v podstatě zanedbatelný. Vzhledem k relativně velkým proudům na sekundární straně transformátoru

Samotný proud zátěže na primární straně zdroje bude přepočten dle teoretické rovnosti výkonů mezi primární a sekundární stranou transformátoru s připočtením jisté rezervy k zajištění nestoprocentní účinnosti transformátoru. Jako vhodnou rezervu budu považovat 20 W. Maximálně 5W na vlastní spotřebu zdroje (řízení atd.) a maximálně 15W na ztráty tepelné na polovodičích měření a podobně.

$$P_z = u_1 \times I_1 \Rightarrow I_1 = \frac{P_z}{u_1/2} = \frac{220}{33/2} = 12,28 \cong 13,33 A \quad (4.2.4-9)$$

$$I_2 = \frac{P_z}{u_2} = \frac{215}{25} = 8,6 A \quad (4.2.4-10)$$

$$I_3 = \frac{P_{rez}}{u_3} = \frac{5}{18} = 0,277 A \quad (4.2.4-11)$$

Známe tedy proudy na vinutích a můžeme vypočíst dílčí průřezy.

Před vložení do vzorce primární proud vhodně zaokrouhlíme nahoru s ohledem na magnetizační proud.

Pro výpočet průřezu vodiče se používá efektivní hodnoty proudu. Půjdeme-li do důsledku, tento by se snížil jen minimálně, protože maximální zatěžovatel na transformátoru je 0,94.

$$I_{ef(prim)} = I_z \sqrt{2 \cdot s} = 13,3 \times \sqrt{0,96} = 13,03 A \cong 13 A \quad (4.2.4-12)$$

$$I_{ef(sek)} = I_z \sqrt{2 \cdot s} = 8,6 \times \sqrt{0,96} = 8,43 A \cong 8,4 A \quad (4.2.4-13)$$

Proudová hustota byla zvolena s ohledem na malou velikost transformátoru na $J = 3,4 \text{ A/mm}^2$.

Následně jen opět doplníme hodnoty do výše uvedeného vztahu a vyčíslíme průřezy dílčích vinutí.

Průřez vodiče primárního vinutí bude:

$$S_{Cul} = \frac{I_{ef1}}{J} = \frac{13}{3,4} = 3,82 \cong 3,8 \text{ mm}^2 \quad (4.2.4-14)$$

Průřez vodiče pracovního sekundárního vinutí bude:

$$S_{Cu2} = \frac{I_{ef2}}{J} = \frac{8,4}{3,4} = 2,47 \cong 2,5 \text{ mm}^2 \quad (4.2.4-15)$$

Průřez vodiče pomocného sekundárního vinutí bude

$$S_{Cu3} = \frac{I_{ef3}}{J} = \frac{0,27}{3,4} = 0,08 \cong 0,1 \text{ mm}^2 \quad (4.2.4-16)$$

Z důvodu projevu skinefektu, je nutné vypočítat hloubku vniku dle vztahu (4.2.2-11).

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} = \sqrt{\frac{2 \times 0,0169 \times 10^{-6}}{2\pi \times 100000 \times 4\pi \times 10^{-7}}} = 0,207 \cong 0,2 \text{ mm} \quad (4.2.4-17)$$

Hloubka vniku při kmitočtu 100kHz v případě použití mědi jako základního materiálu je tedy 0,2mm. To ale znamená, že nemá smysl při výrobě transformátoru používat vodiče o průměru větším nežli 0,4 mm.

Vinutí v takovém případě musí být provedeno z vysokofrekvenčního lanka patřičného průřezu parametrů, nebo paralelním vedením vícero žil souběžně. Počet žil vedených souběžně musí odpovídat potřebnému průřezu.

Například při použití vodiče o průměru 0,375 mm jehož průřez je 0,1 mm², bude třeba pro realizaci primárního vinutí třeba současně vinout minimálně 38 těchto vodičů. Pro realizaci sekundárního pomocného vinutí bude třeba 1 vodič a konečně k realizaci pracovního sekundárního vinutí bude zapotřebí minimálně 25 těchto paralelně vedených vodičů.

4.3. - Výpočet výstupní filtrační tlumivky

Při editaci této kapitoly jsem čerpal zejména z literatury [10]

Strmost proudu tlumivky je dána:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{2\Delta I}{sT} = \frac{U_{rec} - U_z}{L} \quad (4.3-1)$$

Napětí za filtrem je určeno velikostí střídavy

$$U_z = s \times U_{rec} \quad (4.3-2)$$

Zvlnění proudu je tedy po dosazení

$$\Delta I = \frac{U_{rec} T}{2L} (1-s)s = \frac{U_{rec}}{2fL} (1-s)s \quad (4.3-3)$$

Pro důsledný výpočet je třeba stanovit extrém střídý (zatěžovatele), ve kterém bude zvlnění nejvyšší. Pro stanovení extrému je třeba funkci derivovat a výsledek derivace položit roven nule.

$$\begin{aligned} f(s) &= (1-s)s = -s^2 + s \\ f'(s) &= -2s + 1 \end{aligned} \quad (4.3-4)$$

$$\begin{aligned} -2s + 1 &= 0 \\ -2s &= -1 \\ s &= 0,5 \end{aligned} \quad (4.3-5)$$

Extrém, kdy střída nejvíce ovlivňuje zvlnění proudu je tedy právě, když je zatěžovatel $s = 0,5$. Když tuto skutečnost doplníme do vztahu určujícího právě tuto střidu, vyjde konstanta, kterou doplníme do původního vzorce.

$$f(s) = (1-s)s = (1-0,5)0,5 = \frac{1}{4} \quad (4.3-6)$$

Doplněním do vzorce 4.36 vzniká vztah pro přímý výpočet zvlnění proudu, respektive potřebné indukčnosti na výstupu usměrňovače.

$$\Delta I_{\max} = \frac{U_{rec}}{8fL} \quad (4.3-7)$$

$$L = \frac{U_{rec}}{8f\Delta I_{\max}} \quad (4.3-8)$$

Doplníme do vztahu (4.3-8) potřebné hodnoty a výsledkem bude právě hledaná velikost indukčnosti. Zvlnění proudu volím na úrovni 2A.

$$L = \frac{24}{8 \times 100000 \times 2} = 15 \mu H \quad (4.3-9)$$

Výpočet jádra tlumivky provedeme dle vztahu

$$S_{FE} \cong \sqrt{\frac{LI_{\max} \times I_{ef}}{B_{\max} \times J \times k_{p,cu} \times k_{p,FE}}} \quad (4.3-10)$$

Nyní zvolíme hodnoty potřebné k výpočtu:

- Maximální indukční zdvih $B_{\max} = 320\text{mT}$
- Proudová hustota $J = 3,5\text{A}$
- Činitel plnění mědi $k_{p, \text{cu}} = 0,45$
- Činitel plnění železa $k_{p, \text{FE}} = 1$

Efektivní proud byl již výše vyčíslen na 8,4 A a maximální proud bude proudem efektivním k němuž bude polovina proudového zvlnění, tedy 2/2 což je 1A. Takže $I_{\max} = 9,4\text{A}$.

Nyní již přistoupíme k samotnému výpočtu.

$$S_{FE} \cong \sqrt{\frac{15 \times 10^{-6} \times 9,4 \times 8,4}{0,32 \times 3,5 \times 10^6 \times 0,45 \times 1}} = \sqrt{\frac{1,1844 \times 10^{-3}}{504000}} \cong 48,5\text{mm}^2 \quad (4.3-11)$$

Z katalogu výrobce vybírám jádro EE2507 z materiálu CF139 jehož parametry jsou:

- | | |
|--------------------------|---------------------------|
| - Jádro – tvar | - EE |
| - materiál | - CF139 (N87, PC44, 3C90) |
| - plocha | - 52,5 mm ² |
| - střední délka siločáry | - 57,5 mm |
| - efektivní objem | - 3020 mm ³ |

Při návrhu samotné tlumivky je nutno postupovat obezřetně, neboť je zde třeba zvolit délku vzduchové mezery v magnetickém obvodu. Tato mezera je pro tlumivku životně důležitá a musí být tedy přesně nadefinována a dodržena. S použitím vztahů a tabulek v literatuře [1], stanovuji konkrétní parametry tlumivky. Tato bude navinuta 16-ti závity a jádro bude mít magnetickou mezeru v délce 1 mm.

4.4. - Výpočet výstupní filtrační kapacity

Při editaci této kapitoly jsem čerpal zejména z literatury 10

Známe-li hodnotu výstupní filtrační tlumivky a nebo je třeba znát hodnoty přípustného zvlnění výstupních hodnot proudu a napětí. Je nasnadě použití vztahu z literatury 10. Pro výpočet je třeba dozorce doplnit zmíněné hodnoty, tedy $\Delta I = 2\text{A}$ a $\Delta U = 20\text{mV}$.

$$C = \frac{dQ}{dU} = \frac{dQ}{2 \times \Delta U} = \frac{\Delta I}{8 \times f \times \Delta U} = \frac{2}{8 \times 100000 \times 0,02} = 125\mu\text{F} \quad (4.4-1)$$

Vzhledem k výšce a impulsnímu proudu budou na výstup dosazeny čtyři kusy kondenzátorů po 33μF s pracovním napětím 35V.

Dále je nutno dle Thomsonova vztahu ověřit zda je rezonanční kmitočet výstupního filtru podstatně nižší nežli pracovní kmitočet měniče.

$$f_{LC} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{15 \times 10^{-6} \times 132 \times 10^{-6}}} = 3576,74\text{Hz} \Rightarrow f_{LC} \ll f \quad (4.4-2)$$

Nerovnost tedy platí a je tedy možné filtr takto zkonstruovat.

4.5. - Volba polovodičů

4.5.1. - Spínací tranzistory

Srovnání technologií

Ke spínání napětí a proudu v těchto aplikacích se v dnešní době používají téměř výhradně tranzistory MOSFET nebo IGBT. Bipolární tranzistory se v podobných aplikacích téměř nepoužívají.

Tranzistory MOSFET jsou řízené elektrickým polem, což je odlišuje od tranzistorů bipolárních, které jsou řízeny proudem báze-emitor. Potom mají tedy složitější vstupní budicí obvody.

Tranzistory MOSFET jsou tedy řízené pomocí elektrického pole (napětí).

Srovnání dle vodivých ztrát

Výkonové ztráty jsou v případě tranzistoru MOSFET dané odporem mezi elektrodami S a D, který se ovšem zvyšuje s konstrukčním napětím a to od cca 300V výše. Odpor R_{DS} se spolu se zvyšující teplotou stoupá, to znamená, že má tento odpor kladný teplotní součinitel. Tato vlastnost je vhodná zejména v případě potřeby paralelního spojení MOSFETů za účelem znásobení pracovního proudu tranzistorem.

$$P_{loss,MOSFET} = R_{DS} \times I^2 \quad (4.5.1-1)$$

Tranzistory IGBT jsou v podstatě kombinací mezi tranzistory bipolárními a unipolárními. Tyto tranzistory se na výstupu chovají jako bipolární a na vstupu jako unipolární. Jsou to vlastně bipolární tranzistory řízené elektrickým polem (napětím). Výkonové ztráty těchto prvků jsou dány především saturačním napětím mezi kolektorem a editorem.

$$P_{loss,IGBT} = U_{CE(sat)} \times I \quad (4.5.1-2)$$

Srovnání dle napětí

Srovnání těchto technologií co do použité napěťové úrovně, je to tak, že tranzistory MOSFET jsou použitelné od napětí jednotek voltů až do úrovně více než 1500V. Z touto skvělou vlastností se nese ruku v ruce i vlastnost nepříjemná a tou je vcelku vysoký odpor v sepnutém stavu R_{DS} .

Oproti tomu jsou tranzistory IGBT, co se týká závěrného napětí, vyráběny do podstatně vyšších napěťových hladin a to až do 6500V (Infineon). Pro nízká napětí je jejich použití neopodstatněné.

Srovnání dle proudu

Proudová úroveň je v současné době stále měnící se artikl se vzrůstající tendencí, ale nutno konstatovat, že zatím co tranzistory MOSFET začínají porážet hodnotu 600A (IXYS), u tranzistorů IGBT je současná úroveň maximálního proudu na hodnotě 3600A (Infineon).

Srovnání dle kmitočtu

Zde je nutno konstatovat, že zatím co v disciplínách napětí a proudu jsou tranzistory IGBT na špičkové úrovni, tak co se týká možností spínacího kmitočtu, nemají MOSFETy konkurenci. Tranzistory IGBT se používají díky jejich vlastnostem zejména v aplikacích středních a velkých výkonů, kde se spínací kmitočty pohybují v řádech jednotek kilohertzů, zatím co tranzistory MOSFET se vlivem velmi krátkých nárůstových a poklesových časů daří uplatnit v zařízeních, kterým jsou vlastní relativně vysoké spínací kmitočty v řádu stovek kilohertz až do jednotek megahertz.

Z uvedených vlastností polovodičových spínačů si lze utvořit úsudek, která součástka na kterou aplikaci bude nejvhodnější.

V případě realizace popsaného měniče budou vzhledem k parametrům napětí a proudů na vstupu zařízení zřejmě nejvhodnější tranzistory MOSFET.

To rozhodnutí padlo na základě těchto předpokládaných pracovních podmínek:

- napětí na vstupních svorkách – max.60V
- proud na vstupu vzhledem k výkonu – 10A
- spínací kmitočet – 100kHz

Z katalogů polovodičových součástek vybírám tranzistor firmy Farchild s označením FDP120N10.

Kompletní informace o produktu jsou též na stránkách výrobce. Viz také [7].

Základní Parametry tranzistoru FDP120N10

U_{DSS} - 100V

I_D - 74A

$R_{DS(on)}$ – 12 m Ω

$V_{GS\ max}$ - $\pm 20V$

t_r - 105 ns

t_f - 15 ns

Q_{GS} - 26 nC

Pouzdro – TO-220



Obr. 4.8. - Pouzdro, schématická značka a popis zapojení vývodů tranzistoru FDP120N10 [7]

Z uvedených parametrů je patrné, že tento tranzistor je co se týká proudového rozsahu značně předimenzován. Takto velký pracovní proud je vlastně vedlejším produktem, kdy jsem mimo jiné hledal jinou základní vlastnost a tou byl co nejnižší odpor v propustném směru, tedy R_{SD} . Ten má v povaze měnit svoji hodnotu v závislosti na teplotě. Jak jsem již uvedl, tranzistory MOSFET mají kladný teplotní součinitel a ten je způsoben právě vzrůstajícím odporem R_{DS} na základě vzrůstající teploty čipu tranzistoru.

Odpor v sepnutém stavu budeme hodnotit až v kapitole zabývající se chlazením výkonových polovodičových součástí projektu.

4.5.2. - Výkonové usměrňovací diody

Napětí na výstupu pulsního transformátoru má obdélníkový průběh. Je tedy třeba, aby usměrňovací prvky disponovali potřebnými parametry, co se týká rychlosti spínání a rozpínání, velikosti závěrného napětí a v neposlední řadě také maximální úrovní propustného proudu.

Dalším nezanedbatelným kritériem je též typ zapouzdření, který má nepochybně vliv na dimenzování chladičích prvků.

Pro navrhované zařízení navrhuji použít jako výkonové usměrňovače, diody firmy *International Rectifier* s označením MUR1520.

Souhrnné informace o produktu jsou též na stránkách výrobce. Viz také [8].

Základní parametry diody MUR1520:

$U_{RRM} - 200V$

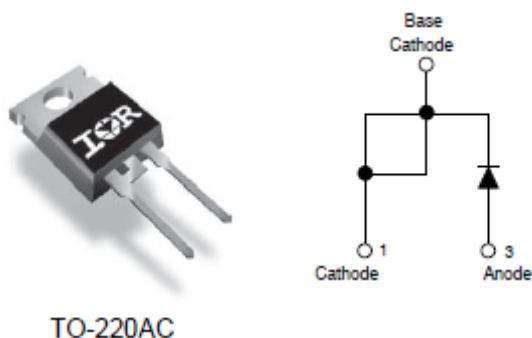
$I_{F(AV)} - 15A$

$I_{FM} - 30A$

$t_{tr} - 35ns$

$Q_{rr(90^\circ)} - 90nC$

Pouzdro – TO_220AC



Obr. 4.9. - Pouzdro, schématická značka a popis zapojení vývodů diody MUR1520 [8]

Tato dioda byla vybrána záměrně a to z důvodu velice krátkého času zotavení (35ns), což je obrovská výhoda z důvodu použití relativně vysoké frekvence spínaného zdroje a neposlední řadě bude tento krátký čas zotavení též výhodou pro menší nároky chlazení.

Napětově je dioda předimenzována více nežli dvojnásobně.

Co se týká proudového namáhání je při maximálním výstupním sekundárním proudu do 10 A a použitím dvojcestného usměrňovače střední hodnota proudu každou diodou pouze 5A. Dle katalogového listu má tato dioda v propustném směru maximálně $I_{F(AV)} - 15A$ a špičkový opakovatelný proud v propustném směru $I_{FM} - 30A$.

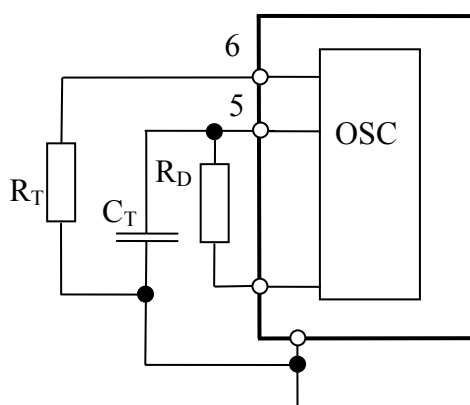
Chlazením uvedených usměrňovacích diod se budeme zabývat až v samostatné kapitole řešení projektu.

4.6. - Řídicí obvod

Pro řízení zdroje jsem vybral osvědčený řídicí obvod SG2525.

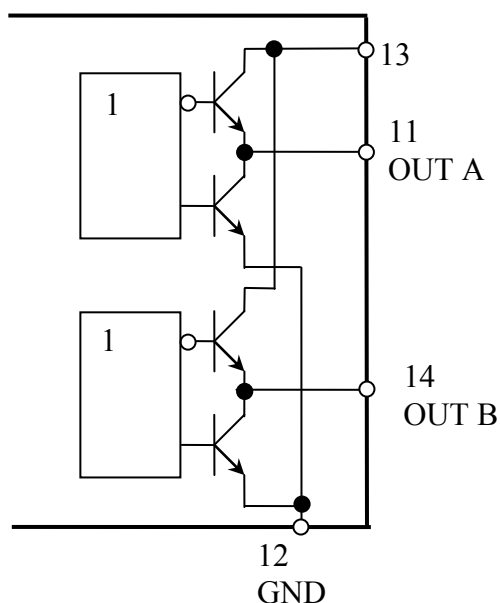
Tento obvod je schopen pracovat při napájecím napětí v rozsahu 8 až 35V, disponuje zdrojem referenčního napětí 5,1V který je schopen dodávat proud až o hodnotě 50mA.

Vyčerpávající informace o produktu jsou též na stránkách výrobce. Viz [12].



Ve své struktuře obsahuje i integrovaný oscilátor, který ke své činnosti potřebuje pouze externí kapacitu a rezistory jimiž se nastavuje vlastní pracovní kmitočet. Rezistorem R_D se nastavuje bezpečnostní prodleva. Tento čas je v případě nulové hodnoty R_D roven 200ns. Kombinací hodnot odporu R_T a kondenzátoru C_T se nastavuje zbývající čas periody po odečtení bezpečnostní prodlevy. Kmitočet se dá nastavit hodnotami těchto součástí v rozsahu 100Hz až 500kHz. Vlastní spotřeba řídicích obvodů a oscilátoru je cca 5mA.

Obr. 4.10. - Zapojení externích nastavovacích součástí

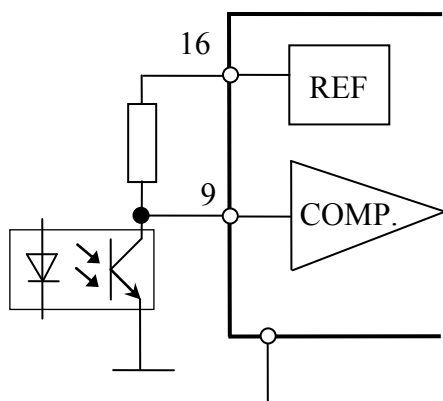


Řídicí obvod obsahuje ve své struktuře i výstupní budiče, určené k buzení řídicích elektrod unipolárních či bipolárních tranzistorů. Výstupní proud obou výstupů budičů je $\pm 500\text{mA}$.

Kladné napájení zmíněných budičů je provedeno prostřednictvím k tomu určeného vývodu č. 13 a to do obou horních kolektorů budičích tranzistorových dvojic.

Obr. 4.11. - Vnitřní připojení budičů na piny pouzdra

SG 2525 je výrazný svou jednoduchostí, co se týká možností regulace výstupního napětí.

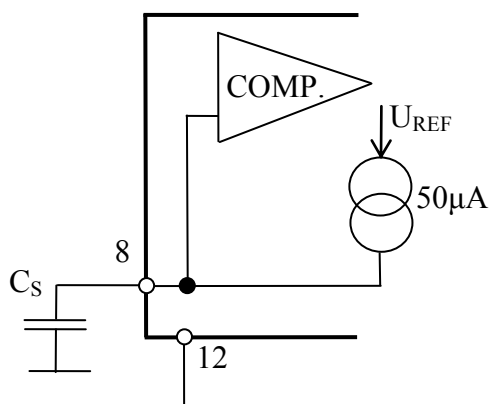


Obr. 4.12. - Připojení vnitřního komparátoru na regulační zpětnovazební obvody

Na obrázku je zachycena část použitých regulačních obvodů, které mají vliv na velikost střídý řídicích impulsů.

V zapojení je využit vnitřní zdroj referenčního napětí, který v tomto případě napájí přes odpor vhodné hodnoty pin číslo 9 který je připojen přímo k vnitřnímu komparátoru měnícímu přímo parametry výstupního signálu.

Plné otevření, to znamená na plnou střidu je obvod otevřen právě, když je napětí na vstupu 9 (COMP) rovno napětí referenčnímu. Naopak v případě úplné ztráty napájení na vstupu 9 se pulsy zcela zablokují. Tento vstup budeme tedy používat jako výstup zpětné vazby prostřednictvím optronu na jejím výstupu.



Obr. 4.13. - Zapojení kapacity pro soft start

Zapojení výstupu Soft start určeného pro postupné naběhnutí zdroje za dobu stanovenou vývojářem.

Princip zapojení pro měkké naběhnutí zdroje je vcelku velice jednoduchý.

Struktura integrovaného obvodu obsahuje za tímto účelem navržený zdroj konstantního proudu. Teto je napájen z vnitřního zdroje referenčního napětí.

V případě připojení napájecího napětí se uvede do provozu také zdroj referenčního napětí 5,1V. Tento začne napájet mimo dalších částí struktury obvodu i zdroj konstantního proudu určeného právě pro soft start. Konstantním proudem o definované hodnotě 50μA se nabíjí externí kapacita, označená na schématu jako C_S .

Pro výpočet této kapacity lze použít základních vztahů pro výpočet elektrického náboje.

$$Q = C \times U \quad (4.6-1)$$

$$Q = I \times t \quad (4.6-2)$$

Nyní postačí do vzorce (4.6-1) doplnit vzorec (4.6-2) a výsledný vztah mírně upravit

$$UC = It \quad (4.6-3)$$

Pro výpočet času se dá upravit na:

$$t = \frac{UC}{I} \quad (4.6-4)$$

A taktéž pro výpočet potřebné kapacity se dá přepsat následujícím způsobem:

$$C = \frac{It}{U} \quad (4.6-5)$$

4.7. - Zpětnovazební obvody

4.7.1. - Napět'ová zpětná vazba

Pro správnou funkci regulace je třeba zavést zpětnou vazbu.

Je nutné měřit napětí na výstupu zařízení a na základě naměřených hodnot provést větší, či menší akční zásah.

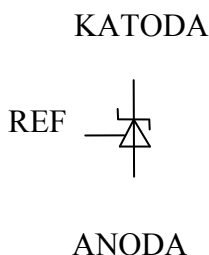
U galvanicky odděleného zdroje je nemyslitelné použít zpětnou vazbu jinou, nežli galvanicky oddělenou.

Ke galvanickému oddělení je možné použít zpětnovazební impulsní transformátor nebo optočlen.

V našem případě použijeme optočlen, který budeme na straně LED diody budit větší, či menší intenzitou proudu v závislosti na velikosti regulační odchylky napětí na výstupu projektovaného měniče.

Samotné měření a tvorba signálu určeného pro buzení optronu na straně LED zajišťuje integrovaný obvod firmy Texas Instruments s označením TL431 jehož schématická značka je na obrázku č.4.14.

Ve své podstatě se tento integrovaný obvod chová jako nastavitelná Zenerova dioda, čemuž napovídá i schématická značka.

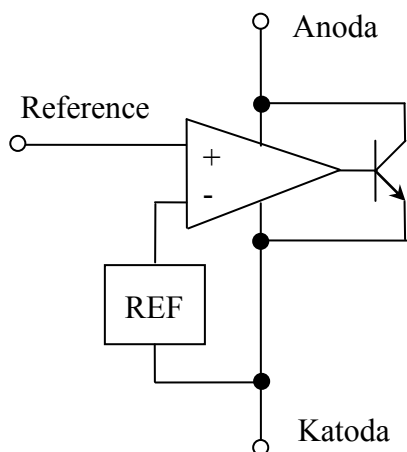


Zenerova dioda, je charakteristická z výroby pevně určeným tzv. Zenerovým napětím v závěrném směru, tedy mezi katodou a anodou.

Oproti tomu je integrovaný obvod TL431 schopen díky vnějšímu nastavení například odporovým děličem tuto regulační úroveň změnit na hodnotu požadovanou při projektování daného zařízení. Tato úroveň je nastavitelná v rozsahu od 2,5 do 36V.

Obr. 4.14. - Schématická značka regulátoru

Pro snadnější pochopení funkce TL431 uvedu principiální vnitřní zapojení tohoto integrovaného obvodu.

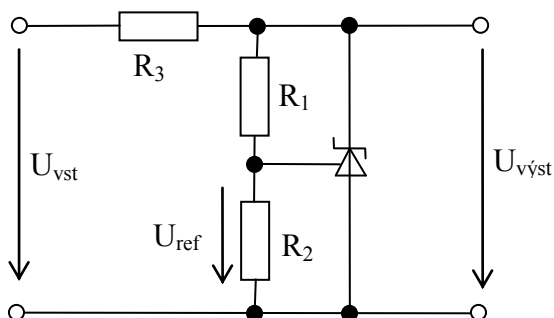


Obr. 4.15. - Principiální vnitřní zapojení

TL431 disponuje těmito vlastnostmi díky napěťové zpětné vazbě a hlavně díky přesnému vestavěnému zdroji referenčního napětí o hodnotě 2,495V. Díky velké otevřenosti zapojení může být použit jak jako zdroj referenčního napětí, tak jako zpětnovazební regulátor napětí.

V katalogu výrobce lze nalézt celou řadu možností využití tohoto jinak velice jednoduchého obvodu a kterak zapojit tento obvod.

Jedno z nejjednodušších aplikačních zapojení je vyobrazeno na následujícím obrázku. Je zde popisovaný integrovaný obvod, němuž je připojen odporový dělič, který má za úkol nastavit na referenční vstup zadané napětí. Toto napětí se následně bude porovnávat s napětím generovaným vnitřním referenčním zdrojem.

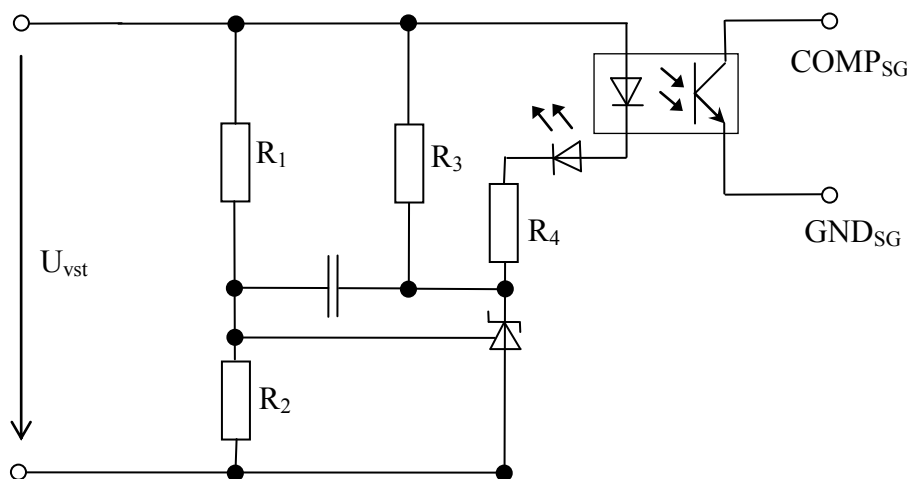


Obr. 4.16. - Schéma zapojení pro regulaci na v podstatě libovolné napětí

Napětí na výstupu, tedy $U_{výst}$ se bude rovnat napětí referenčnímu násobenému přenosem neinvertujícího vstupu vnitřního operačního zesilovače.

$$U_{výst} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \times U_{ref} \quad (4.7.1-1)$$

V zapojení je třeba zohlednit také úbytek napětí na odporu R_1 , který je vlivem nenulového proudu I_{ref} také nenulový.



Obr. 4.17. - Schéma použitého zapojení pro snímání napětí na výstupu projektovaného zdroje

$$U_{výst} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \times I_{ref} \times R_1 \quad (4.7.1-2)$$

Pro samotnou konstrukci je použito zapojení na obrázku níže. Toto zapojení je v podstatě jedno z doporučených katalogových zapojení.

Napětí je určeno odporovým děličem tvořeným odpory R_1 a R_2 . Odpor R_3 slouží jako napájecí pro případ, že napěťová úroveň je v pořádku a není třeba regulačního zásahu – takový případ pravděpodobně nenastane, ale nicméně pro jistotu odpor zanecháme. Odpor R_4 slouží k omezení proudu optočlenem a LED diodou.

Na výstupu z optočlenu, tedy na jeho tranzistoru je připojen řídicí obvod. Vstup COMP řídicího obvodu je napájen prostřednictvím externího odporu viz obr.4.12.

V případě potřeby regulačního zásahu se bude TL431 chovat tak, že se bude snažit vyrovnat regulační odchylku zvýšením vodivosti vnitřního koncového tranzistoru viz. obr. 4.17. To bude mít za následek mimo jiné větší průtok proudu odporem R_4 , diodou LED a optočlenem.

Optočlen se rozsvítí určitou intenzitou, což způsobí pootevření tranzistoru na jeho výstupu. Tranzistorem začne protékat proud a tím vznikne úbytek napětí na externím odporu, jež napájí vstup COMP. Na tomto vstupu potom bude působit napětí jiné nežli referenční, což bude mít za následek akční zásah komparátoru ve vnitřní struktuře řídicího obvodu.

Další informace k TL431 jsou k dispozici v [14].

4.7.2. - Proudová zpětná vazba

K zamezení havárie zdroje je třeba měřit proud. Jelikož se nejedná o zdroj proudu jako takový, postačí reagovat na přetížení zdroje.

Samotné měření proudu lze provést různými způsoby.

- Proudovým bočníkem
- Hallovým čidlem
- Proudovým transformátorem

Pro měření proudu bočníkem by bylo nutné do sériového obvodu vložit snímací odpor na kterém by se měřil úbytek napětí, který je přímo úměrný protékajícímu proudu.

Toto řešení jsem nepoužil, protože projektovaný provozní pracovní proud na primární straně je až 12A a to znamená, že ač by tento snímací odpor disponoval hodnotou řádově v desítkách či stovkách miliohmů, naprosto zbytečně navyšoval ztrátový výkon zařízení. V neposlední řadě má tento způsob měření handicap v podobě nepřítomnosti galvanického oddělení, které se tímto stává podstatně složitější.

Velice dobrá volba pro měření proudu je měření pomocí Hallova čidla. Zde se využívá tzv. Hallova jevu při průchodu magnetického indukčního toku polovodičem.

Tyto takzvané Hallovy sondy se vyrábí celá řada výrobců a jsou k dispozici v široké škále hodnot.

Nevýhodou se stává potřeba napájení vlastního čidla. V neposlední řadě zbývá upozornit na relativně vyšší cenu.

V projektovaném zařízení bude použito měření proudu pomocí proudového transformátoru.

Tento mi zajistí jak galvanické oddělení od měřeného obvodu, tak převod na vhodnější hodnotu proudu následně určenou k detekci.

Z katalogu Semic Trade jsem vybral výrobek firmy Talema s označením AS 201.

Je to proudový transformátor určený k montáži do plošného spoje.

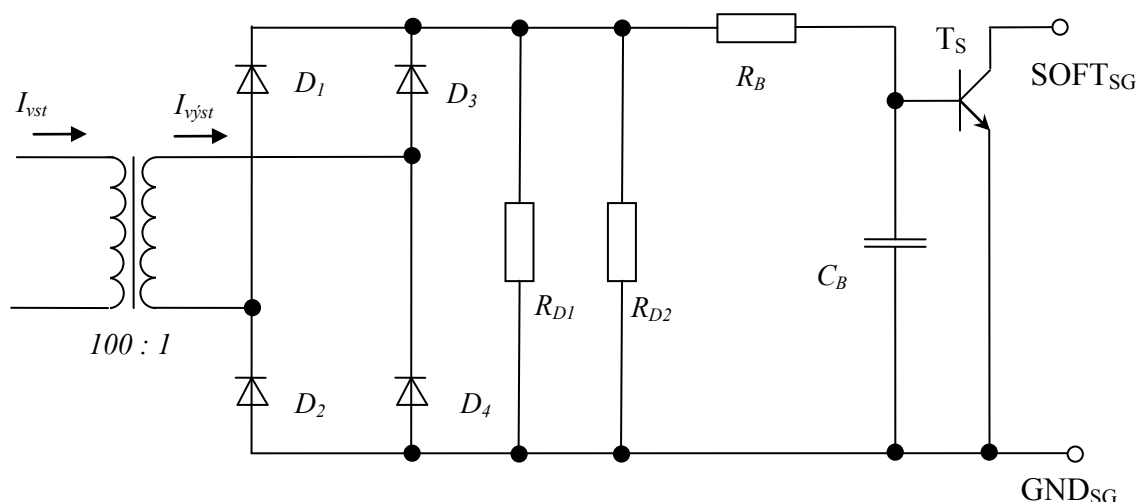
Jeho základní parametry jsou:

- Poměr převodu - 100 : 1
- Maximální proud primárním vinutím - 15A
- Maximální proud sekundárním vinutím - 150mA
- Frekvenční rozsah - 20 kHz – 200 kHz
- Izolační bariéra primár – sekundár - 2500VAC



Obr. 4.18. - Proudový transformátor AS201[2]

V samotném zařízení je tento transformátor zapojen následovně:



Obr. 4.19. - Schéma použitého zapojení pro snímání proudu

Měření proudu zdroje probíhá prostřednictvím zmíněného proudového transformátoru AS201. Proud se transformuje v poměru 100 : 1. Bude-li na primárním vinutí proudového transformátoru protékat proud například 15A, jeho obraz bude protékat též jeho sekundárním vinutím ovšem jeho hodnota bude nižší v patřičném poměru. V tomto případě to bude 150mA.

Pomocí dvoucestného usměrňovače usměrníme tok měřeného proudu. V tuto chvíli je možné pomocí detekčních rezistorů R_D vhodné hodnoty převést tento proud na napětí, vzniklé úbytkem na těchto rezistorech. Jejich hodnotu lze vyčíslit dle Ohmova zákona.

V projektovaném zařízení bude mít toto měření její funkci ochrany před přetížením. Proudový transformátor bude zapojen na vstupní, tedy primární straně měniče. To znamená že maximální pracovní proud bude 12A, což ovšem ještě neznamená přetížení. Za přetížení budeme tedy uvažovat mezní proud proudového transformátoru tedy 15A na jeho vstupu, neboli 150mA na jeho výstupu.

Úbytky napětí na diodách se nemusíme zabývat, protože se jedná o zdroj proudu a ten je kdekoli v rámci sériového obvodu stejný.

Detekční rezistory definujeme dle dalšího zpracování naměřeného signálu. V tomto případě jde o to, aby se při zvolené hranici nadproudu otevřel tranzistor T_S . Ten je připojen svým kolektorem na SOFT vstup řídicího obvodu. Tím že se T_S otevře, vybijí kondenzátor připojený na vstup SOFT, čímž způsobí odstavení zdroje, který tím pádem musí nabíhat postupně dle času daném velikostí kapacity kondenzátoru připojeného na vstup SOFT.

Pro otevření tranzistoru T_S (BC846) postačí napětí 620mV. Na tento úbytek definujeme rezistory R_D .

$$R_D = \frac{U_{BT_S}}{I_{vyst}} = \frac{0,620}{0,150} = 4,1333\Omega \quad (4.7.2-1)$$

Výsledný odpor vynásobíme x 2 a použijeme dva odpory stejné hodnoty paralelně, co nejbližší v řadě vyráběných odporů. To znamená $4,1333 \times 2 = 8,2666$.

Jako nejbližší v řadě je hodnota 8R2 což je při paralelním spojení polovina a to je 4,1Ω.

Pro kontrolu ještě přepočteme, zda se vlivem výběru z řady odporů nezměnila významně hodnota detekovaného napětí při jmenovitém proudu.

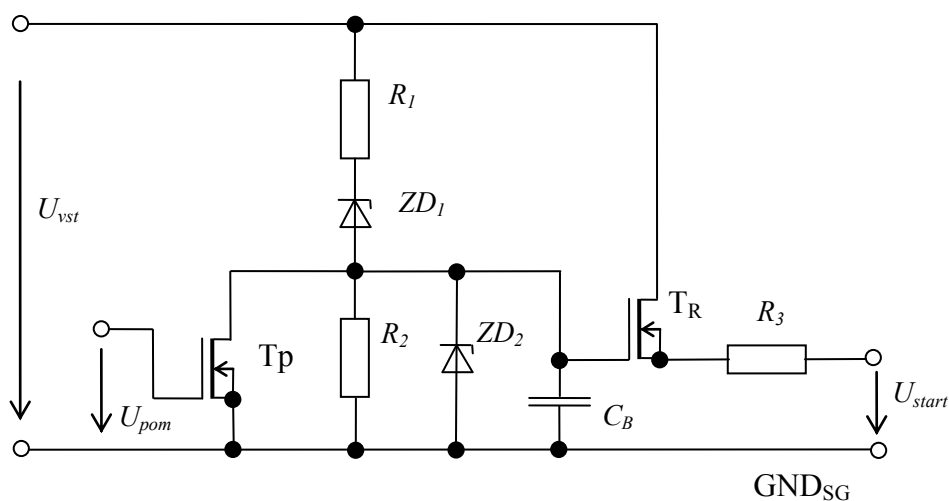
$$U_{BTs} = R_D \times I_{vyst} = 4,1 \times 0,150 = 0,615V \quad (4.7.2-2)$$

Chyba 5 mV je akceptovatelná, tedy hodnoty platí.

4.8. - Startovací obvod

Ještě dříve nežli se zdroj vůbec rozběhne, je nutné jakýmsi způsobem napájet jeho řídicí obvody. Na vstupu se může napájecí napětí pohybovat v rozmezí 33 až 60V. Proto není možné dotčené řízení napojit přímo na vstup zařízení, ale je nutné jeho napájení upravit alespoň na nezbytně nutnou dobu, nežli se bude zdroj schopen napájet z pomocného vinutí pracovního transformátoru.

Princip startovacího obvodu je zachycuje obrázek 4.20.



Obr. 4.20. - Schéma použitého zapojení pro snímání proudu

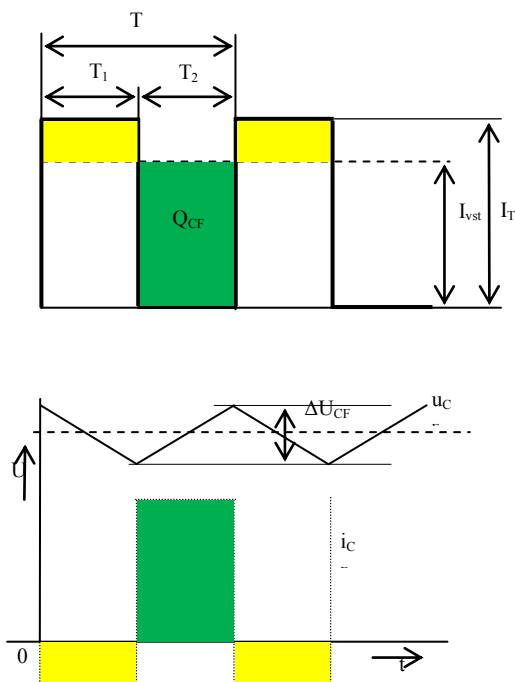
Princip funkce je v podstatě jen modifikace základních zapojení s použitím Zenerovy diody. Vlastní regulace napětí je provedena prostřednictvím ZD_2 (15V) a rezistoru R_1 33 kΩ. Tyto spolu vytvoří stabilní napětí o hodnotě 15V, které je výkonově zesíleno tranzistorem T_R . ZD_1 (10V) spolu s odporem R_2 100kΩ a ve spolupráci s ZD_2 a R_1 jen zabraňují startování zdroje při malých úrovních vstupního napětí. R_3 pouze omezuje strmost náběhu výstupního proudu.

Po startu měniče se na pomocném vinutí pracovního transformátoru naindukuje napět, které se po usměrnění a stabilizaci přivede řídicí elektrodu tranzistoru T_P . Tento se otevře a připojí řídicí elektrodu tranzistoru T_R na GND a tím se startovací obvod opět odstaví.

4.9. - Návrh vstupní filtrační kapacity

Při editaci této kapitoly jsem většinou čerpal s literatury 16

Na vstupu každého pulsního zdroje je třeba umístit filtrační kapacitu.



Obr. 4.21. - - Průběhy napětí a proudů na filtru [13]

Projektované zařízení bude sice napájeno ze zdroje relativně tvrdého napětí, ale je třeba si uvědomit, že i přívody od baterií, či dobíjecích zdrojů (dynam, alternátorů, dobíjecích měničů atd...) budou vykazovat jistou byť malou parazitní indukčnost.

Díky této realitě by úroveň napětí na vstupu měniče bylo rozkolísané a to vlivem spínání vstupních výkonových tranzistorů na primární straně měniče. Tato skutečnost se omezuje vstupním kapacitním filtrem.

Horní obrázek zachycuje průběh proudu v závislosti na momentálním pracovním cyklu zdroje.

Dolní obrázek vyjadřuje průběh napětí na vstupu měniče.

Pro stavbu měniče s topologií polovičního můstku bude třeba vyčíslit kapacitu pro jeden tranzistor. Extrém zatěživatelé jsme již vyčíslili při obdobném výpočtu potřebné indukčnosti tlumivky na 0,5. Při vypnutí spínacího prvku se kondenzátor filtru nabíjí proudem I_{vst} . Při sepnutí spínacího prvku se filtr vybíjí proudem $I_T - I_{vst}$. Náboj, který se periodicky obměňuje ve filtračním kondenzátoru je:

$$Q_{CF} = \int_0^{T_2} I dt = T_2 \times I_{vst} \quad (4.9-1)$$

střídavá složka je potom

$$\Delta u_{CF} = \frac{Q_{CF}}{C_F} = \frac{T_2}{C_F} \quad (4.9-2)$$

S použitím předchozích vztahů a doplněním proudu včetně vyčísleného extrému zatěživatelé získáme další vztah jehož úpravou získáme přímo vzorec pro výpočet kapacity filtru.

$$\frac{1}{T} \times C_F \times \Delta u_{CF} = I_T (1 - s) s \quad (4.9-3)$$

Po úpravě vznikne vztah

$$f \times C_F \times \Delta u_{CF} = \frac{I_T}{4} \Rightarrow C_F = \frac{I_T}{4 \times f \times \Delta u_{CF}} \quad (4.9-4)$$

Doplníme tedy potřebné hodnoty do odvozeného vztahu a obdržíme minimální hodnotu kapacity vstupního filtru.

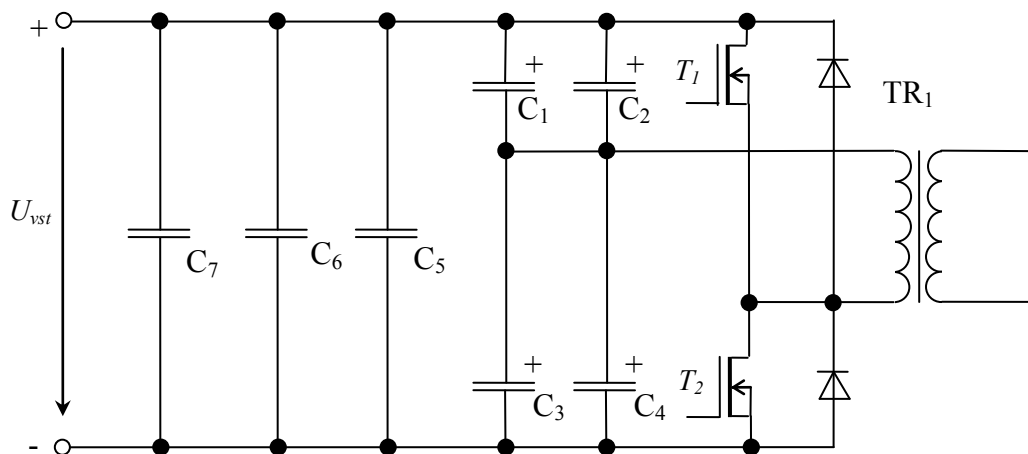
Proud volíme nejvyšší, který se může na vstupu vyskytnout, tedy 12A. Kmitočet je na každém kondenzátoru filtru poloviční oproti kmitočtu transformátoru tedy 50kHz. Rozkmit napětí volíme co nenižší. Volím tedy 0,1% z napětí minimálního napájecího napětí tedy 0,033V. V praktické realizaci je dobré tuto bude vzhledem k pulsním proudům volit alespoň dva paralelně.

$$C_F = \frac{12}{4 \times 50000 \times 0,03} = 2mF \quad (4.9-5)$$

Z výrobní řady kondenzátorů vybírám kondenzátor s hodnotou 2200μF a pracovním napětím 50V. Navýšení kapacity nebude na škodu – naopak.

Při návrhu desky plošných spojů se následně ukázalo, že je možné z hlediska zbylého prostoru instalovat těchto kondenzátorů o dva více, takže se jejich kapacita zdvojnásobila.

Na obrázku je vyobrazen celý vstupní filtr, který bude instalován na vstup měniče.



Obr. 4.22. -Schéma vstupního filtru tvořícího spolu kapacitní dělič

Kondenzátory C_5 až C_7 jsou dodány k lepší filtraci napěťových špiček vznikajících při vypínání výkonových tranzistorů. Mají hodnotu 1μF /100V. Budou instalovány co nejbližně hlavních elektrolytických kondenzátorů C_1 až C_4 .

4.10. - Chlazení polovodičových součástí

Ztráty spínacích prvků se dělí na statické a dynamické

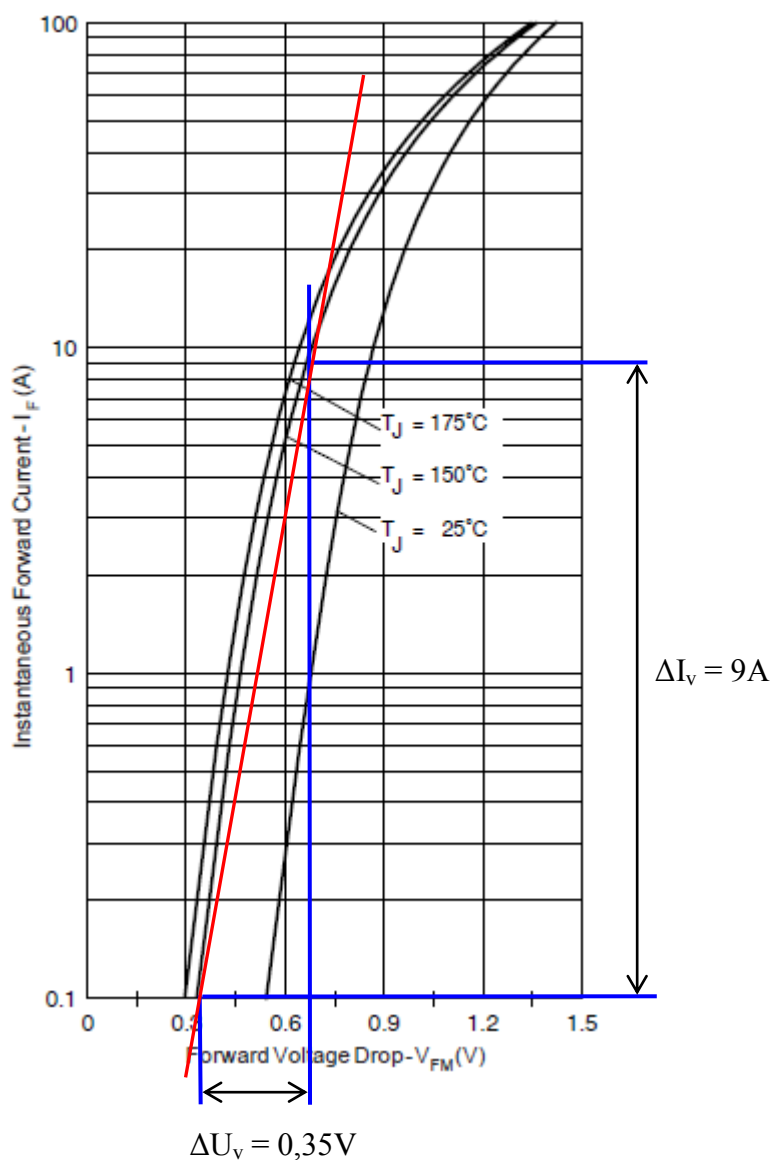
- Statické jsou propustné při sepnutí polovodiče a při vedení zpětné diody
- Spínací jsou v procesech spínání a vypínání

4.10.1. - Výkonové ztráty na usměrňovacích diodách

Při editaci této kapitoly jsem většinou čerpal z literatury 15

Výpočet provedeme pomocí výstupní charakteristiky spínací součástky, kterou najdeme na stránkách výrobce, popřípadě v katalogu prodejců součástek.

Ve většině případů je třeba tyto výstupní charakteristiky linearizovat a na základě odečtených hodnot stanovit hodnotu diferenciálního odporu R_V .



Proud na výstupu se bude pohybovat mezi nulou a devíti ampéry.

Napětí mezi anodou a katodou diody se dle výstupní charakteristiky bude na základě protékajícího proudu pohybovat v rozmezí mezi 0,35 A a 0,7 A.

To znamená, že $\Delta I_V = 9\text{ A}$ a $\Delta U_V = 0,35\text{ V}$.

Z těchto informací již je možné vyčíslit diferenciální odpor R_V .

$$R_V = \frac{\Delta U_V}{\Delta I_V} \quad (4.10.1-1)$$

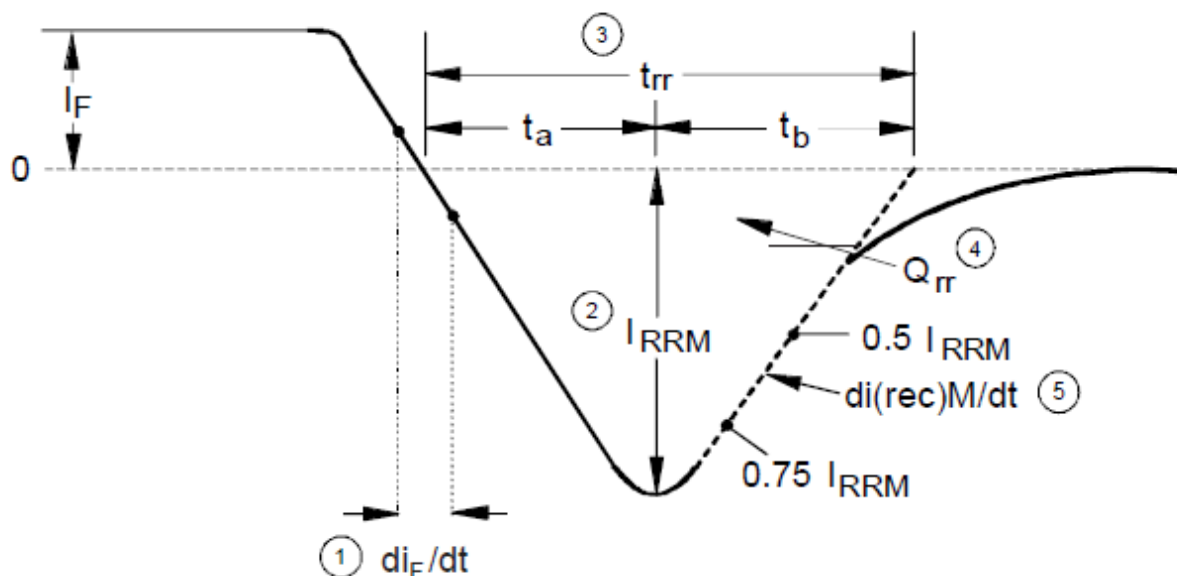
$$R_V = \frac{0,35}{9} \approx 39\text{ m}\Omega$$

Dále je třeba z výstupní charakteristiky odečíst hodnotu prahového napětí U_{TO} . Tato hodnota je rovna $U_{V(\min)}$, tedy 0,35 V.

Obr. 4.23. - Linearizace výstupních charakteristik usměrňovací diody

Výpočet propustných ztrát provedeme dle vztahu:

$$P_{f_w(D)} = 0,48 \times (0,35 + 9 \times 0,039) \times 9 = 3,028W \cong 3W \quad (4.10.1-3)$$



U běžných diod je tento faktor roven $S = 1/4$. Potom střední hodnota zotavovací ztráty bude

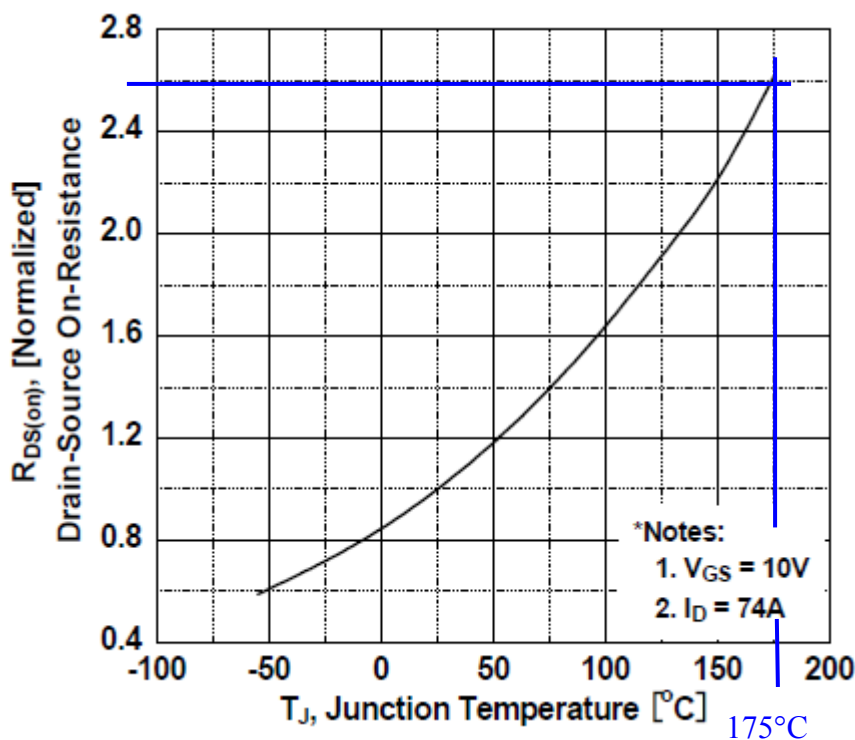
$$P_{rr(D)} = \frac{S}{1+S} \times f \times U \times Q_{rr} = \frac{\frac{1}{4}}{1+\frac{1}{4}} \times 100000 \times 25 \times 90 \times 10^{-9} = 0,045W \quad (4.10.1-5)$$

Vypínací ztráty jsou tedy zanedbatelné vůči ztrátě vedením proudu v sepnutém stavu.

4.10.2. - Výkonové ztráty na spínacích tranzistorech

Výpočet ztrát propustným proudem provedeme za použití údajů z katalogu výrobce. Z celé škály informací je pro tento účel důležitá informace o statickém odporu mezi elektrodami Source a Drain v sepnutém stavu $R_{DS(on)}$. Typická hodnota odporu $R_{DS(on)}$ u tranzistoru FDP120N10 je 9,7 mΩ. Tato hodnota se ovšem mění v závislosti na teplotě polovodičového přechodu.

Na obrázku je vyobrazena závislost $R_{DS(on)}$ na teplotě přechodu.



Tento typ tranzistoru je schopen pracovat do mezní teploty přechodu 175°C. Když bychom uvažovali tento extrémní stav, tak bude nutné stanovený odpor přenásobit koeficientem 2,6, který vyplývá z grafu na obrázku.

Obr. 4.25. - Závislost odporu $R_{DS(on)}$ na teplotě přechodu[7]

Po vynásobení bude redukovaný odpor tedy:

$$R_{DS(on)R} = R_{DS(on)} \times 2,6 = 0,0097 \times 2,6 = 0,02522 \cong 25,2m\Omega \quad (4.10.2-1)$$

Toto je výsledný odpor tranzistoru v sepnutém stavu se zřetelem na teplotu přechodu. Zde je nutno podotknout, že uvedené teploty přechodu nesmíme nikdy dosáhnout, jelikož by hrozilo zničení tranzistoru. Chlazením musíme dosáhnout nižší pracovní teploty, čímž vznikne další výkonová rezerva ve výpočtu.

Nyní můžeme přistoupit k výpočtu samotného ztrátového výkonu vedením proudu tranzistoru.

Výpočet se provede pomocí vzorce odvozeného z Ohmova zákona s tím, že bude brána na zřetel skutečná maximální střída daného tranzistoru.

$$P_{fw(T)} = z \times I^2 \times R_{DS(on)R} = 0,48 \times 12^2 \times 0,0252 = 1,741 \cong 1,8W \quad (4.10.2-2)$$

Dále je nutné vyčíslit spínací ztráty tranzistoru. Tyto jsou způsobeny nenulovou dobou otevření a uzavření spínacích prvků.

Pro výpočet těchto ztrát je třeba znát informace o délkách časů potřebných k otevření respektive uzavření spínacího prvku. Katalogu výrobce se tyto časy označují t_r – (rise time) doba nárůstu a t_f – (fall time) doba poklesu.

Pro použitý tranzistor jsou v katalogu uvedeny hodnoty:

- t_r – 105ns
- t_f – 15ns

K těmto hodnotám se uvádí ještě určité předpoklady platnosti těchto hodnot:

- U_{DS} – 50V; I_D – 74A; U_{GS} – 10V; R_G – 4,7 Ω

Oba časy se dvojnásobně prodlouží vlivem toho, že rezistor R_G má v této konstrukci 10 Ω .

Samotný výpočet spínacích ztrát je možné provést dle vztahu:

$$\begin{aligned} P_{sw(T)} &= \left(\frac{\bar{I}_S \times U_{SD}}{2} \right) \times f \times (t_r + t_f) = \\ &= \left(\frac{12 \times 17,5}{2} \right) \times 100000 \times (210 \times 10^{-9} + 30 \times 10^{-9}) = 2,52W \end{aligned} \quad (4.10.2-3)$$

V jednom pouzdru s tranzistorem je též zpětná dioda. Na té se ovšem projeví ztráty pouze dané magnetizačním proudem, který se uzavírá přes zpětnou diodu.

Střední proud nulové diody vyčíslíme dle vztahu:

$$I_{D0(AV)} = I_{\mu\max} \frac{s}{2} = 0,06 \times \frac{0,48}{2} = 0,0144 \cong 15mA \quad (4.10.2-4)$$

Vzhledem k vypočtenému střednímu proudu a napájecímu napětí, si můžeme dovolit tuto ztrátu zanedbat, neboť bude vyřešena během výpočtu chladiče díky vhodnému zaokrouhlování.

4.10.3. - Výpočet potřebných chladičů

Chlazení je možné vypočítat metodou ekvivalentního odporu. V tom případě budeme jednotlivé hodnoty tepelných přechodů považovat za odpory elektrické a také s nimi budeme takto pracovat.

Nejprve si vyčíslíme celkové tepelné ztráty na jednotlivých uvažovaných prvcích.

$$\text{Usměrňovací dioda} - P_{TOT(D)} = P_{fw(D)} + P_{REC(D)} = 3 + 0,045 = 3,045 \cong 3,1W \quad (4.10.3-1)$$

$$\text{Spínací tranzistor} - P_{TOT(T)} = P_{fw(T)} + P_{sw(T)} = 1,8 + 2,52 = 4,32 \cong 4,4W \quad (4.10.3-2)$$

Nyní je třeba vyčíst z katalogového listu hodnoty tepelných odporů.

V případě použitých usměrňovacích diod s označením MUR1510 jsou to tyto hodnoty:

Tepelný odpor mezi přechodem (*junction*) a pouzdrém (*case*) – $R_{thj-c(D)}$ - 1,5 K/W

Tepelný odpor mezi pouzdrém (*case*) a chladičem (*heatsink*) – $R_{thc-h(D)}$ - 0,5 K/W

V případě spínacích tranzistorů s označením FDP120N10 jsou to tyto hodnoty:

Tepelný odpor mezi přechodem (*junction*) a pouzdrém (*case*) – $R_{thj-c(T)}$ - 0,88 K/W

Tepelný odpor mezi pouzdrém (*case*) a chladičem (*heatsink*) – $R_{thc-h(T)}$ - 0,5 K/W

Vyčíslíme tedy tepelný spád mezi přechody a pouzdra tranzistorů a diod.

$$T_{j-c(D)} = R_{thj-c(D)} \times P_{TOT(D)} = 1,5 \times 3,1 = 4,65 \cong 5K \quad (4.10.3-3)$$

$$T_{j-c(T)} = R_{thj-c(T)} \times P_{TOT(T)} = 0,88 \times 4,4 = 3,872 \cong 4K \quad (4.10.3-4)$$

Dále spočítáme tepelný spád mezi chladičem a pouzdrém jednotlivých součástí

$$T_{c-h(D)} = R_{thc-h(D)} \times P_{TOT(D)} = 0,5 \times 3,1 = 1,55 \cong 2K \quad (4.10.3-5)$$

$$T_{c-h(T)} = R_{thc-h(T)} \times P_{TOT(T)} = 0,5 \times 4,4 = 2,2 \cong 3K \quad (4.10.3-6)$$

Nyní stanovíme maximální tepelný spád mezi chladičem a okolím. Uvažuje se teplota okolí dle zadání 70°C. Výrobce diody i výrobce tranzistorů zde použitých uvádějí v obou katalogových listech pracovní teplotu polovodičového přechodu až do 175°C. To znamená, že po odečtení těchto hodnot, tedy teploty okolí od maximální teploty přechodu, budeme pracovat s hodnotou 105°C.

$$T_{h-a(D)} = T_{j-a(D)} - (T_{j-c(D)} + T_{c-h(D)}) = 105 - (5 + 2) = 98K \quad (4.10.3-7)$$

$$T_{h-a(T)} = T_{j-a(T)} - (T_{j-c(T)} + T_{c-h(T)}) = 105 - (4 + 3) = 98K \quad (4.10.3-8)$$

Nyní provedeme výpočet maximálního tepelného odporu chladičů.

Pro chlazení tranzistoru:

$$R_{thh-a(D)} = \frac{T_{h-a(D)}}{P_{TOT(D)}} = \frac{98}{3,1} = 31,61 \cong 31K/W \quad (4.10.3-9)$$

$$R_{thh-a(T)} = \frac{T_{h-a(T)}}{P_{TOT(T)}} = \frac{98}{4,4} = 22,27 \cong 22K/W \quad (4.10.3-10)$$

Známe-li žádaný maximální odpor chladiče, je možné vybrat vhodný profil, který pokud možno s rezervou splní požadavek na tepelný odpor, montážní předpoklady atd.

S katalogu firmy Semic jsem vybral lisovaný chladič s označením F16-1-220. Tento chladič je předurčený pro montáž na DSP. Je určený pro chlazení pouzder TO220, jehož hlavním a stěžejním parametrem je tepelný odpor o hodnotě 12,5K/W.

Pro jistotu postupně zpětně přepočítáme teploty na jednotlivých součástech, abychom zjistili maximální teplotu čipu. Nejprve usměrňovací dioda.

$$T_{h-a(real)(D)} = R_{thh-a} \times T_{TOT(D)} = 12,5 \times 3,1 = 38,75^{\circ}C \quad (4.10.3-11)$$

$$T_{h(D)} = T_a + T_{h-a(D)} = 70 + 38,75 = 108,75^{\circ}C \quad (4.10.3-12)$$

$$T_{c(D)} = T_{h(D)} + T_{c-h(D)} = 108,75 + 2 = 110,75^{\circ}C \quad (4.10.3-13)$$

$$T_{j(D)} = T_{c(D)} + T_{j-c(D)} = 110,75 + 5 = 115,75^{\circ}C \quad (4.10.3-14)$$

Teplota čipu diody bude při maximálním zatížení 115,75°C, což je hluboko pod jeho maximální pracovní teplotou $T_{op} = 175^{\circ}C$.

Stejný přepočet provedeme pro případ spínacího tranzistoru.

$$T_{h-a(real)(T)} = R_{thh-a} \times T_{TOT(T)} = 12,5 \times 4,4 = 55^{\circ}C \quad (4.10.3-15)$$

$$T_{h(T)} = T_a + T_{h-a(T)} = 70 + 55 = 125^{\circ}C \quad (4.10.3-16)$$

$$T_{c(T)} = T_{h(T)} + T_{c-h(T)} = 125 + 3 = 128^{\circ}C \quad (4.10.3-17)$$

$$T_{j(T)} = T_{c(T)} + T_{j-c(T)} = 128 + 4 = 132^{\circ}C \quad (4.10.3-18)$$

Teplota čipu tranzistoru bude při maximálním zatížení 132°C, což je pod jeho maximální pracovní teplotou $T_{op} = 175^{\circ}C$.

4.11. - Deska plošného spoje

Při editaci této kapitoly jsem většinou čerpal z literatury 17

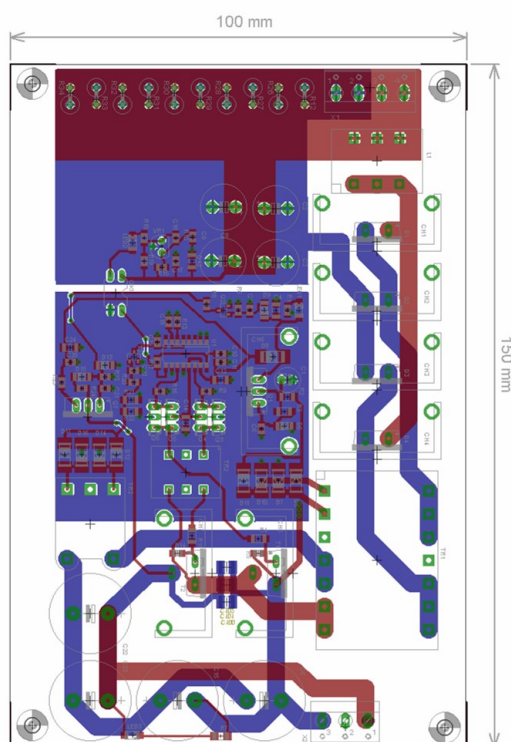
Při návrhu desky s plošnými spoji je třeba si uvědomit jisté základní vlastnosti plošných spojů jako takových.

Ze základních vlastností, které jsem hodnotil, byla z hlediska této aplikace stěžejní a tou je proudová zatížitelnost.

Ta je u plošných spojů, co se týká srovnání s vodiči kruhového profilu velmi vysoká. Tato vlastnost je dána především podstatně větší plochou povrchu, kterou se může tento plochý vodič ochlazovat. Maximální provozní teplota je dána takzvaným bodem měknutí základního materiálu, který pro FR4 představuje teplota 125°C[17].

V případě tohoto projektu je třeba počítat s teplotou okolního vzduchu $T_a = 70^\circ\text{C}$, to znamená, že při použití základního materiálu s označením FR4 bude mezní oteplení až 55°C . Takové oteplení je ovšem nepřijatelné, protože bychom se dostali až na samou hranici provozních možností základního materiálu. Pro tento účel vystačíme s oteplením 40°C .

Při základním měděném plátování o tloušťce $35\mu\text{m}$, bude při tomto oteplení a proudu 8A zapotřebí provést plošný vodič o šíři minimálně 2,5mm. V případě popisované konstrukce je pro proudově nejvíce zatěžované cesty volena šíře spojů 3,81mm, čímž vzniká jistá rezerva.



Deska s plošnými spoji je navržena oboustranně a to zejména z důvodu lepšího využití plochy desky základního materiálu. Jak jsem již zmínil, jako základní materiál desky plošného spoje bude použit materiál s označením FR4 o tloušťce 1,5mm.

Na obrázku 4.26. je vyobrazena deska s plošnými spoji exportovaná pomocí peogramu Eagle. Modrou barvou je znázorněna vodivá plocha na straně spojů a červenou barvou vodivá plocha na straně součástek.

Obr. 4.26. – Komplettní deska s plošnými spoji v měřítku 1 : 3

4.12. – Měření hotového zařízení

Při oživování jsem postupoval velice obezřetně. Osadil jsem všechny součásti, kromě dvou výkonových tranzistorů MOSFET v půlmůstku.

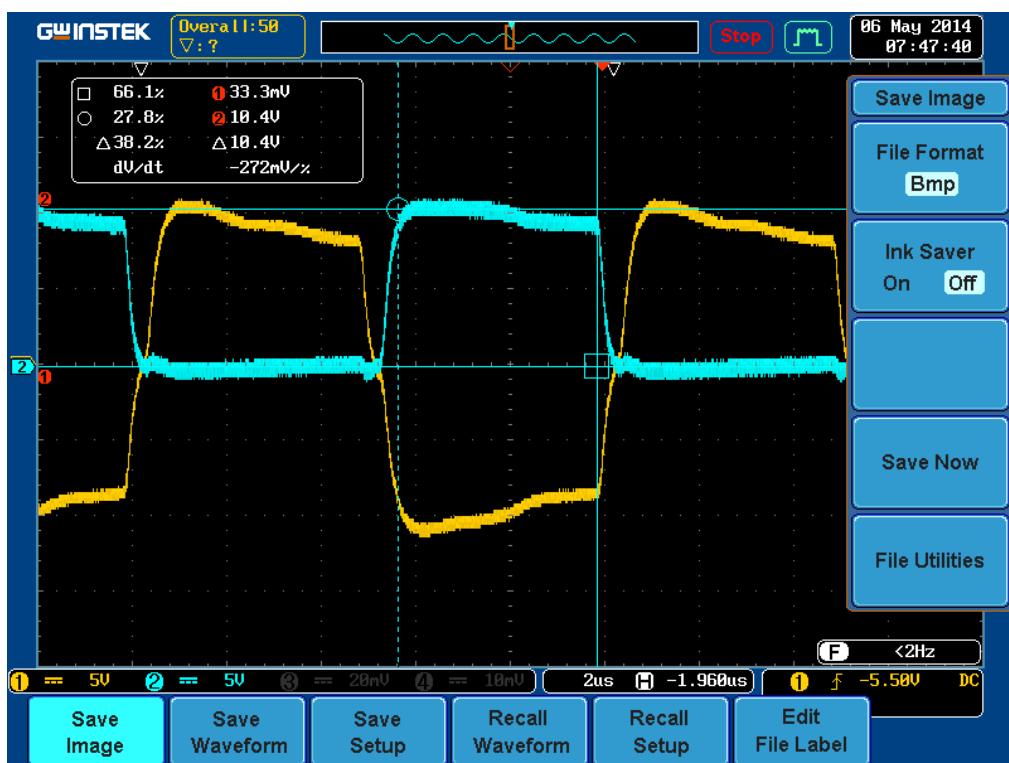
V této fázi oživování jsem odzkoušel startovací obvod, který bude sloužit jako zdroj po krátkou dobu, za účelem startu vlastního měniče. Startovací obvod pracoval bezchybně.

Nyní jsem přikročil k odzkoušení buzení výkonových tranzistorů MOSFET. Na místo těchto dvou spínačů jsem na jejich pozici připojil svitkové kondenzátory o kapacitě 6,8 nF. Tyto jsou umístěny na místo elektrod Gate a Source. Jejich kapacita simuluje reálné připojení MOSFETů, tedy jejich kapacitu C_{GS} . Potom tyto budiče pracují v podstatě do jejich reálné zátěže. Osciloskopickým měřením jsem tedy v tuto chvíli mohl ověřit správnou polaritu (fázi) budících impulsů, napětí, kmitočet a délku ochranné doby. Tato měření jsou vyobrazena na následujících obrázcích.



Obr. 4.27. – Naměřená hodnota kmitočtu je dle kurzoru 99,6kHz (Časová základna - 2μs/díl. a napětí 5V/díl.)

Ze zobrazeného průběhu a naměřených hodnot pomocí kurzorů je patrné, že hodnota kmitočtu odpovídá zadání. Je zde též vidět nestejně napěťové průběhy způsobené napájením horního tranzistoru (žlutý průběh) prostřednictvím vazebního transformátoru. Na funkci měniče to ovšem nemá vliv.



Obr. 4.28. – Naměřená hodnota napětí je dle kurzoru 10,4V. (Časová základna - 2μs/díl. a napětí 5V/díl.)



Obr. 4.29. – Naměřená hodnota ochranné doby je dle kurzoru 250ns. (Časová základna - 500ns/díl. a napětí 5V/díl.)

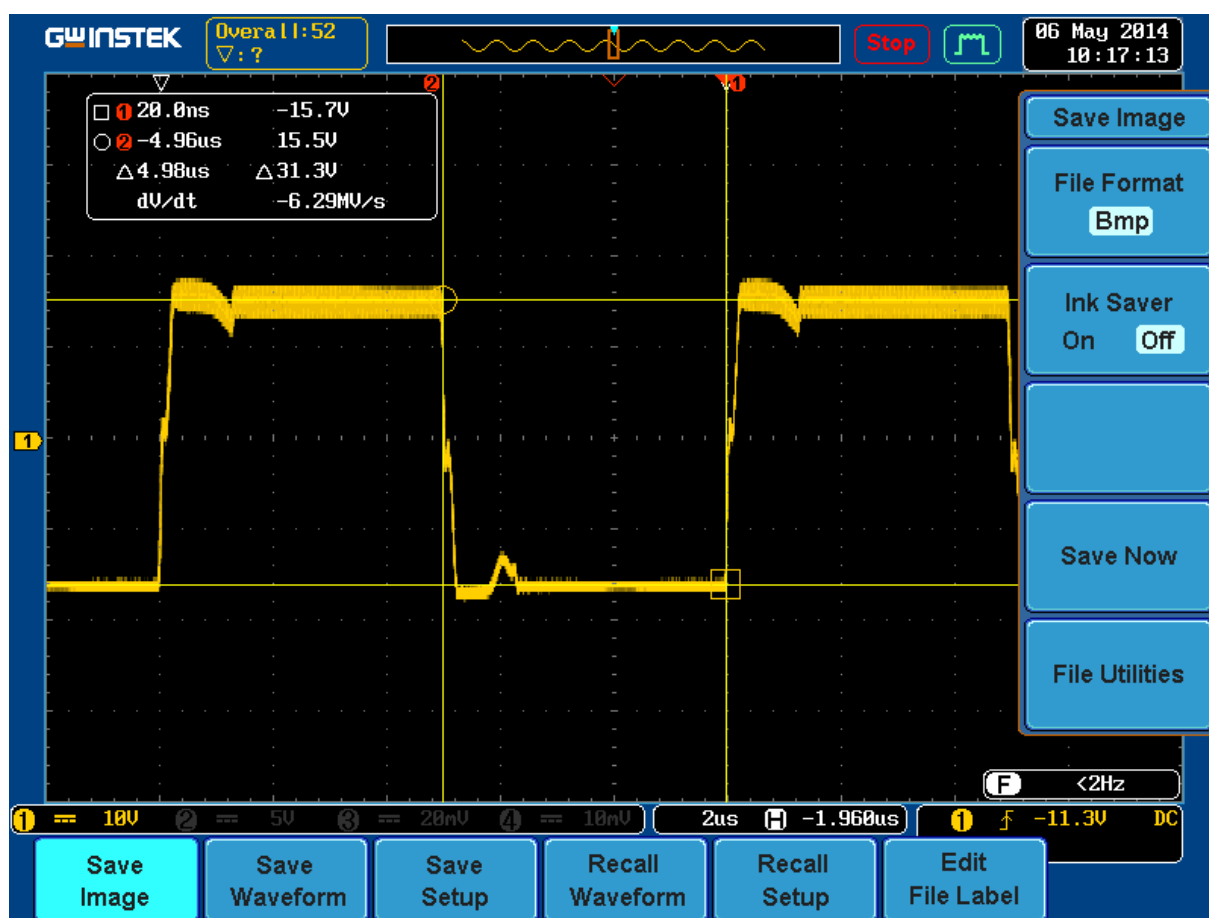
Ověřil jsem si správnost zapojení budících obvodů včetně vazebního transformátoru. Můžu tedy přikročit k montáži výkonových MOSFETů.

Po zapojení těchto tranzistorů jsem připojil napájecí napětí o minimální hodnotě. Zdroj naběhl naprosto bezchybně na výstupní napětí 23,978V. Součástí tohoto výrobku je též minimální zátěž tvořená deseti rezistory zapojenými paralelně k výstupu měniče. Tyto rezistory mají hodnotu každý 1000Ω, to znamená celkově 100Ω. Důsledkem minimální zátěže bude výstupní proud o hodnotě 240mA. Nutno podotknout, že tato minimální zátěž nebude v reálném použití zdroje potřebná neboť se počítá například s neustálým napájením měřicích obvodů, řídicích obvodů, ventilátorů a podobně.

Považoval jsem též za nutné ověřit, jaké minimální vstupní napětí, ještě dokáže tento zdroj v mezích tolerance zpracová oproti projektovanému tedy 33V.

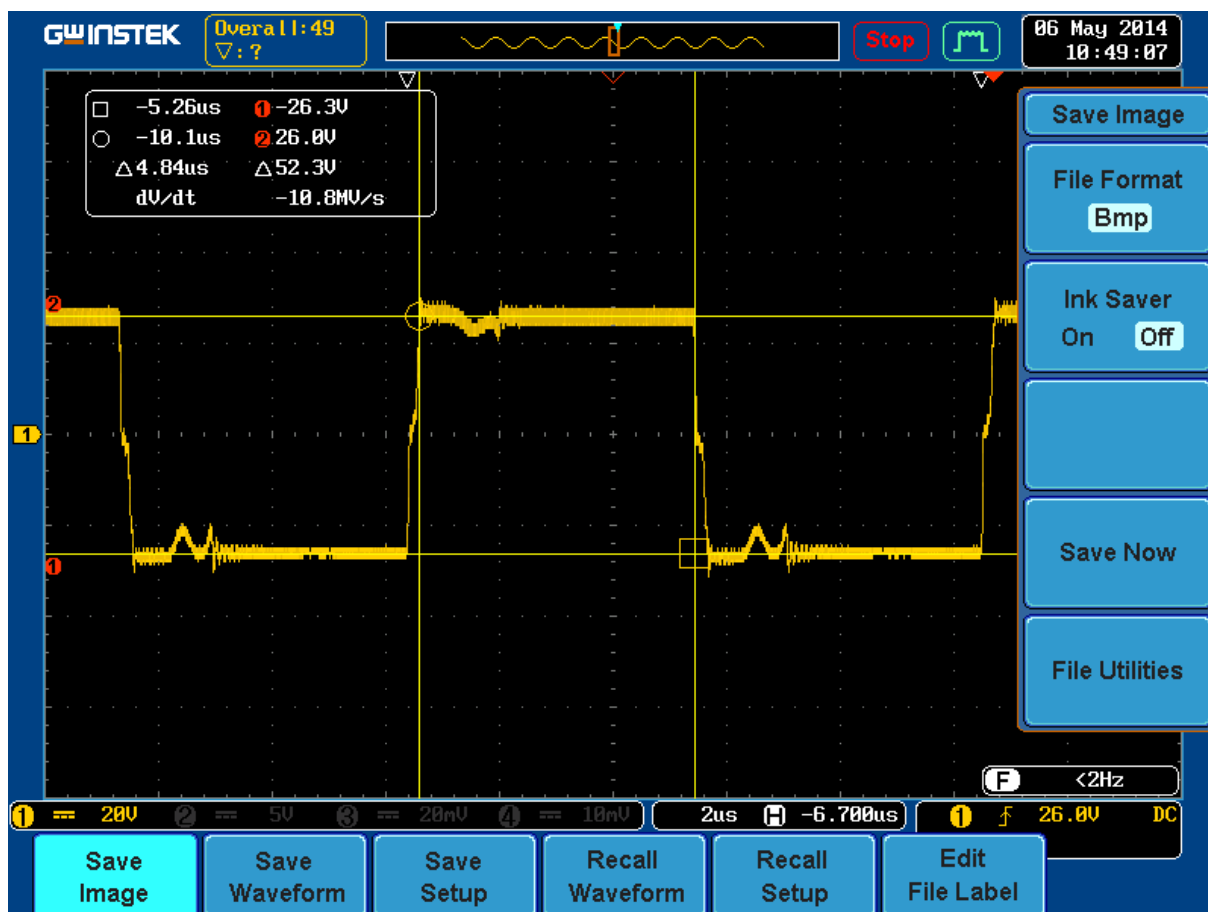
Experimentálním měřením jsem tedy zjistil, že toto minimum je 31,3V na vstupu.

Při tomto napájení je výstupní napětí na úrovni 23,972V. Při tomto napájení a minimální zátěži jsem naměřil tyto průběhy na primárním a sekundárním vinutí transformátoru. Kompenzační signál je v tomto případě nulový, to znamená, že napětí na vstupu COMP je tedy plné napětí referenčního zdroje.



Obr. 4.30. – Naměřené hodnoty napětí a délky pulsu při minimálním napájecím napětí 31,3V. (Časová základna – 2μs/díl. a napětí 10V/díl.)

Na následujícím obrázku je vyobrazen průběh napětí na sekundární straně transformátoru, včetně vyobrazení naměřených hodnot pomocí měřících kurzorů.



Obr. 4.31. – Naměřené hodnoty napětí a délky pulsu na sekundární straně při minimálním napájecím napětí 31,3V. (Časová základna – $2\mu\text{s}/\text{dil.}$ a napětí $20\text{V}/\text{dil.}$)

V následujících experimentech si ověříme, jak se zdroj zachová v případě změny napájecího napětí na vstupu.

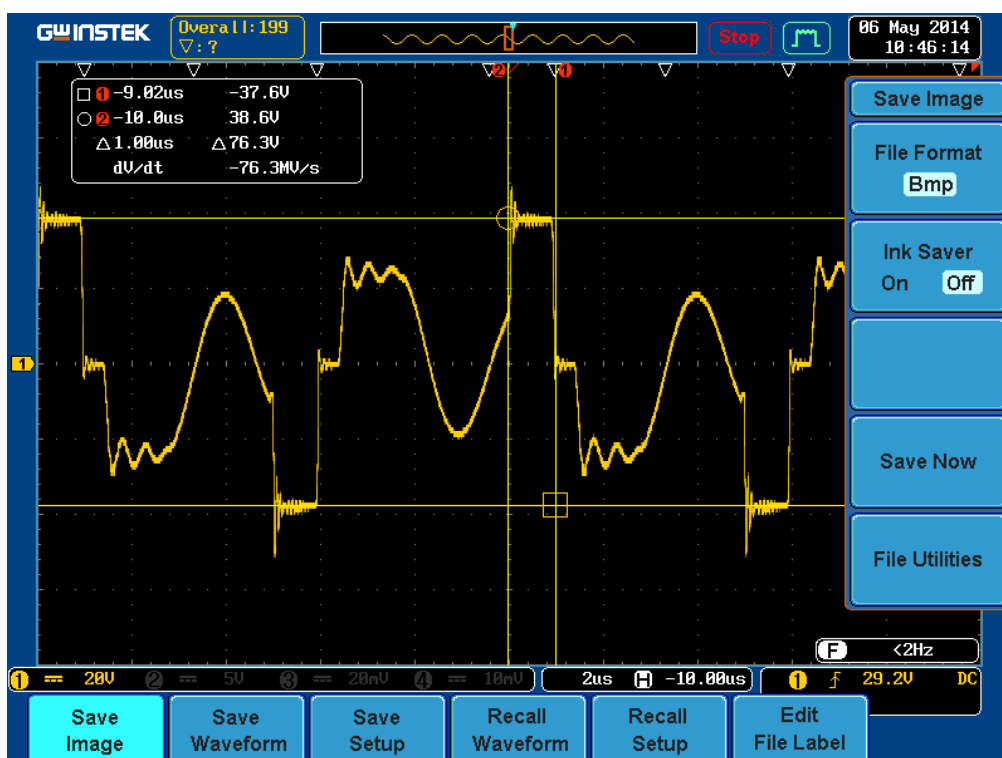
Tyto experimenty budou prozatím prováděny pouze s připojenou minimální zátěží, která je jak jsem již uvedl součástí tohoto zkušebního zařízení.

Nutno podotknout, že se v naměřených průbězích objeví větší množství zákmitů, které jsou ale naprosto běžně přítomné v pulsních transformátorech, které jsou nedostatečně zatíženy. Další možností by bylo použití RDC členů, tlumících tyto zákmity povětšinou způsobené parazitními indukčnostmi transformátoru.

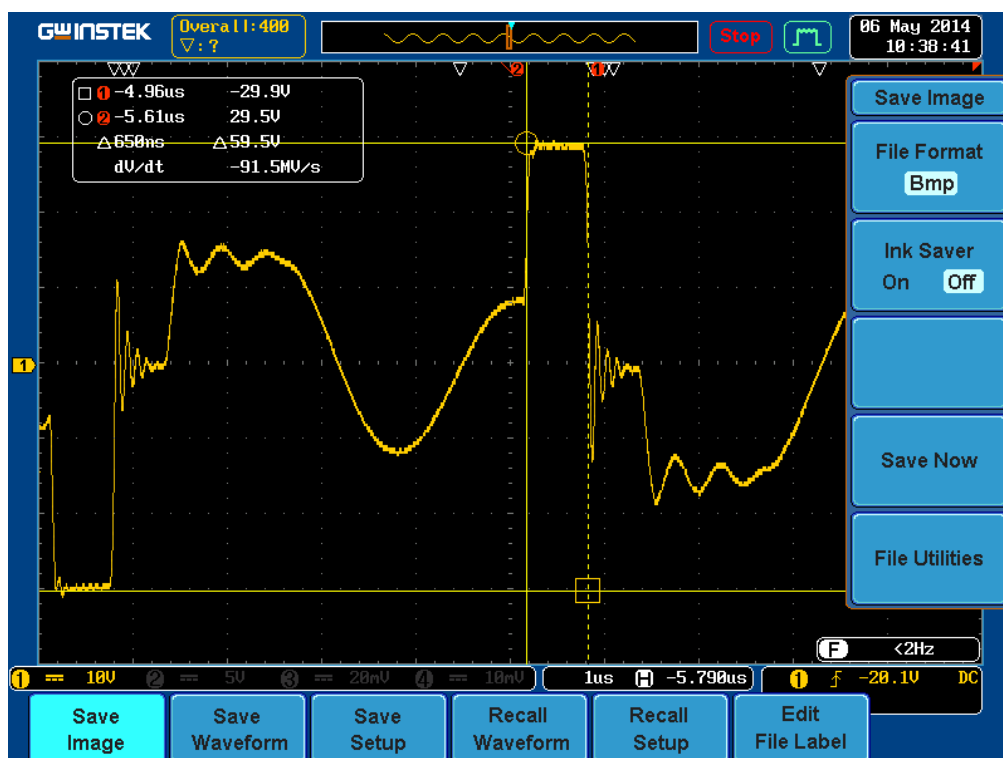
Výstupní napětí při napájení 48V na vstupu bylo naměřeno v hodnotě 23,982V, a při vstupním napětí 60V bylo na výstupu měniče naměřeno napětí na úrovni 23,984V.



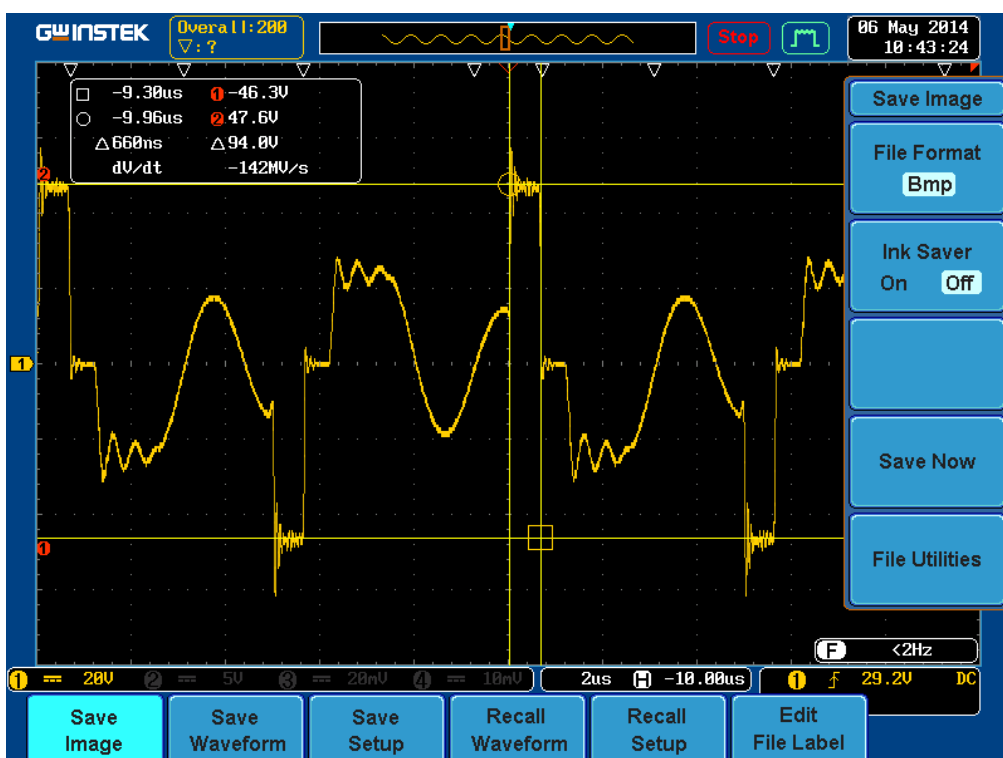
Obr. 4.32. – Naměřené hodnoty napětí a délky pulsu na primární straně transformátoru při napájecím napětí 48V. (Časová základna – $2\mu\text{s}/\text{dil.}$ a napětí $10\text{V}/\text{dil.}$)



Obr. 4.33. – Naměřené hodnoty napětí a délky pulsu na sekundární straně při napájecím napětí 48V. (Časová základna – $2\mu\text{s}/\text{dil.}$ a napětí $20\text{V}/\text{dil.}$)



Obr. 4.34. – Naměřené hodnoty napětí a délky pulsu na primární straně transformátoru při napájecím napětí 60V. (Časová základna – 1 μ s/díl. a napětí 10V/díl.)



Obr. 4.35. – Naměřené hodnoty napětí a délky pulsu na sekundární straně při napájecím napětí 60V. (Časová základna – 2 μ s/díl. a napětí 20V/díl.)

Nyní přistoupíme k dalšímu měření na tomto zdroji, ale budeme navyšovat hodnotu proudového zatížení.

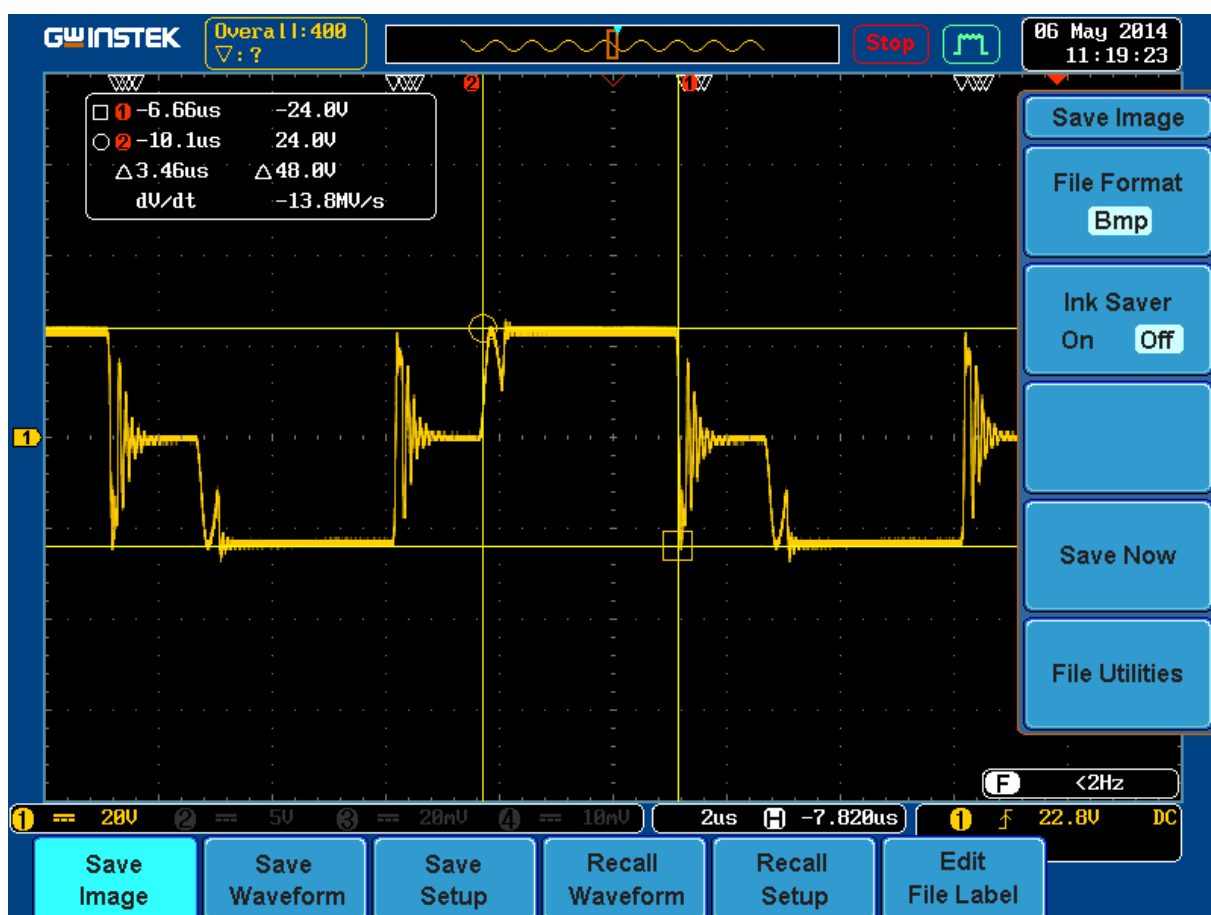
Veškerá tato měření se zvyšující se zátěží budeme již provádět s konstantním napětím na vstupu a to 48V.

Na následujících obrázcích je možnost si povšimnout jistého zklidnění zákmitů parazitních indukčností transformátoru.

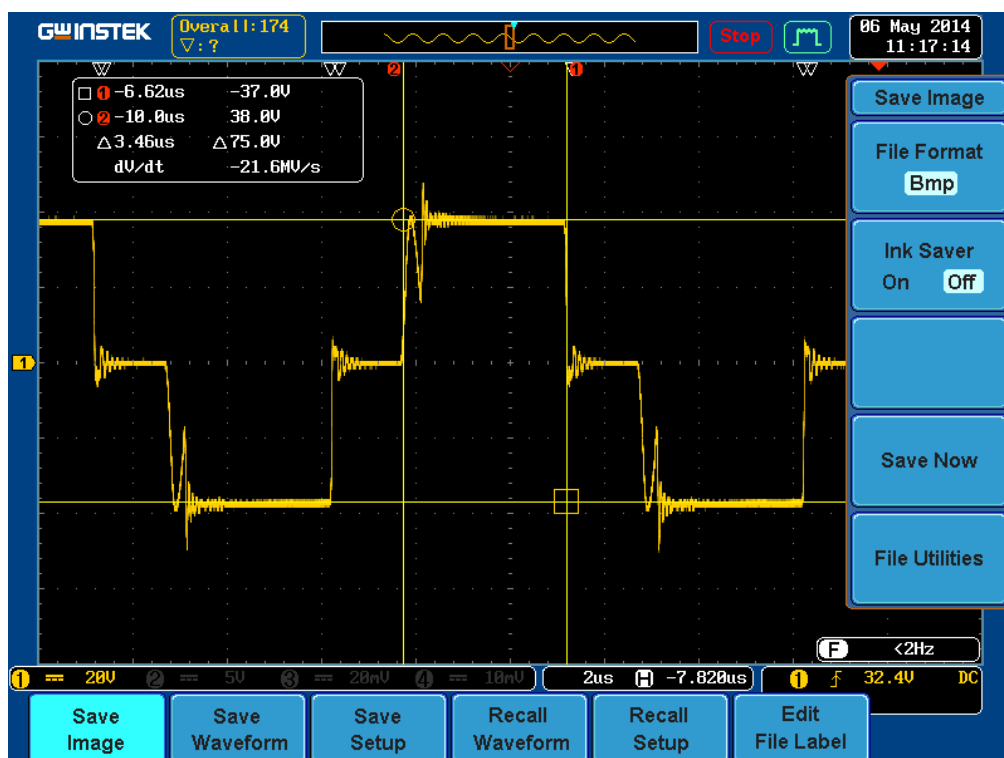
Při prvním měření byl na výstup projektovaného měniče připojen zatěžovací rezistor o hodnotě 10Ω. Při výstupním napětí 23,966V protékal tímto odporem proud 2,36A. S připočtením minimální zátěže, kterou protéká proud 240 mA, je tento výstupní proud celkem 2,6A. To odpovídá výkonu 62,4W na zátěži.

Druhé měření znamenalo zátěž na výstupu o hodnotě odporu 5,2 Ω. Výstupní napětí bylo naměřeno na úrovni 23,961V. Celkový proud do zátěže, tedy včetně minimální zátěže byl 4,84A. Tento proud již odpovídá hodnotě výkonu 116,16W na výstupu.

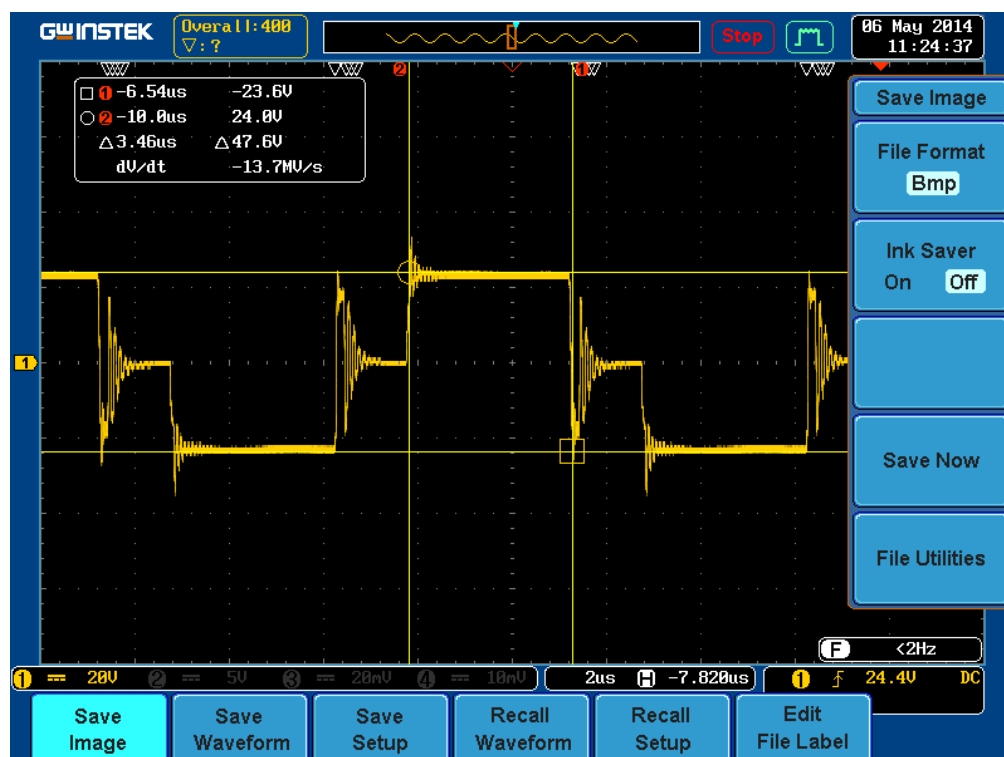
Třetí a poslední měření bylo provedeno s odporovou zátěží o hodnotě 3,1 Ω. Hodnota výstupního napětí byla naměřena 24,950V. Celkový proud zátěže včetně zátěže minimální byl potom 7,98A. Tato zátěž odpovídá výstupnímu výkonu 191,2W.



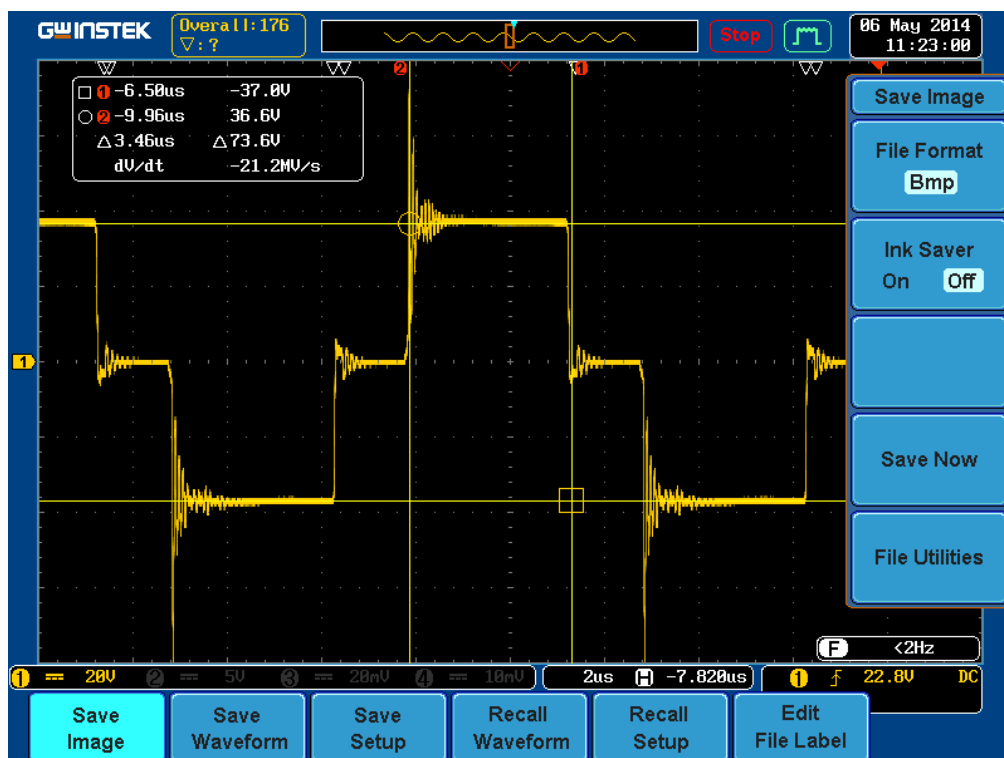
Obr. 4.36. – Naměřené hodnoty napětí a délky pulsu na primární straně transformátoru při napájecím napětí 48V a výstupním proudu 2,6A. (Časová základna – 2μs/díl. a napětí 20V/díl.)



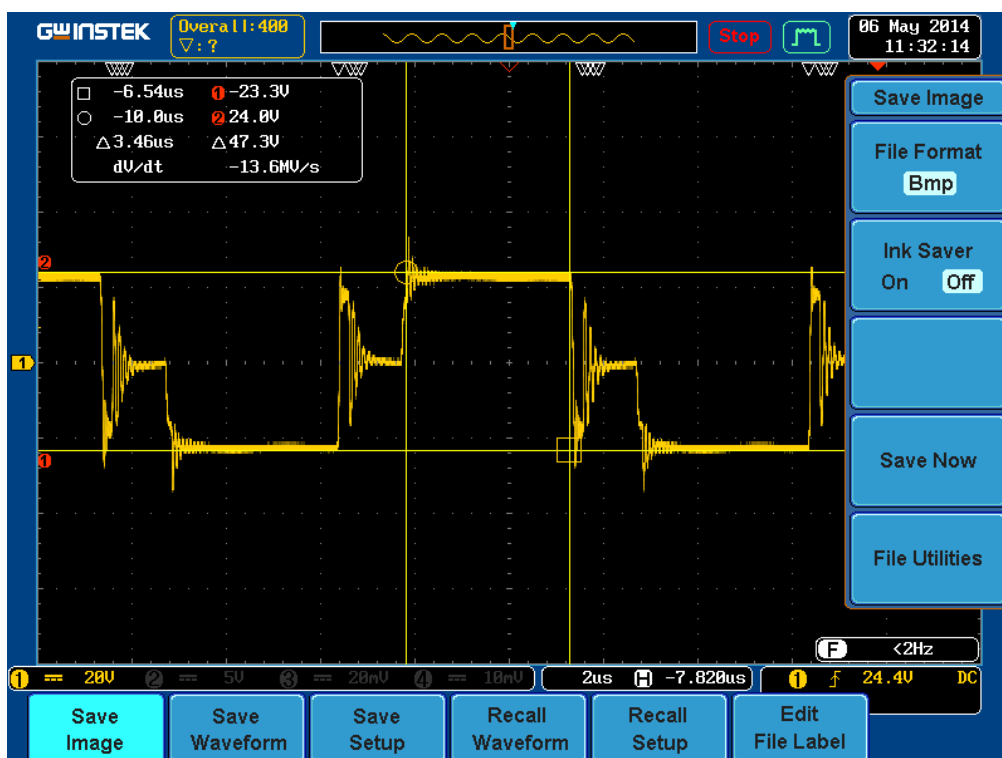
Obr. 4.37. – Naměřené hodnoty napětí a délky pulsu na sekundární straně při napájecím napětí 48V a výstupním proudu 2,6A. (Časová základna – 2μs/díl. a napětí 20V/díl.)



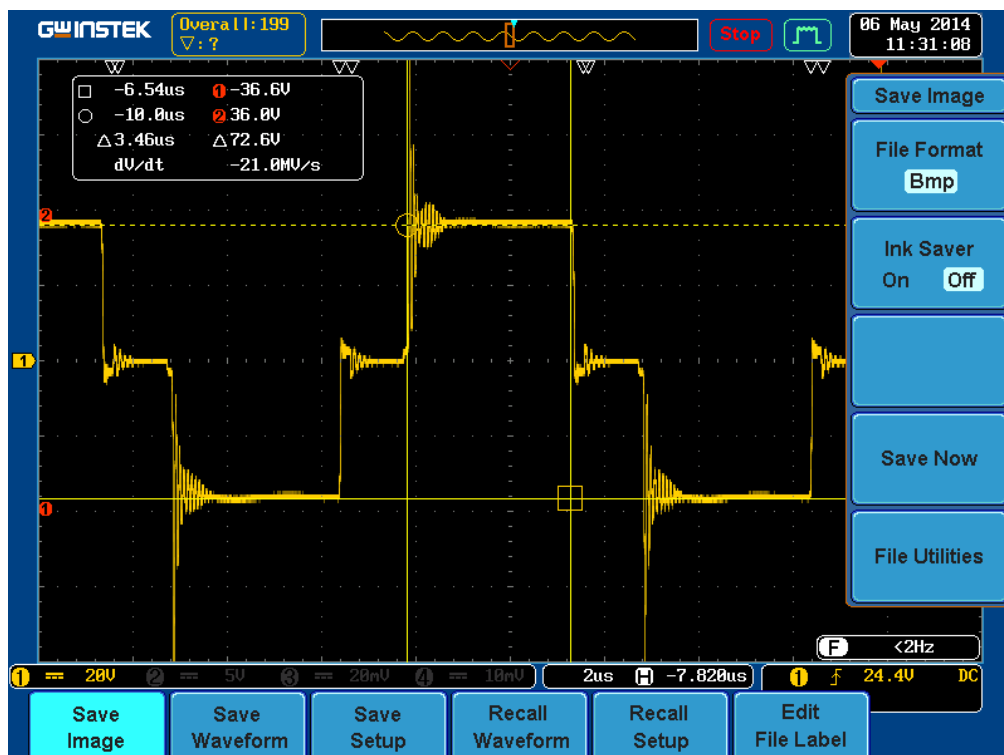
Obr. 4.38. – Naměřené hodnoty napětí a délky pulsu na primární straně transformátoru při napájecím napětí 48V a výstupním proudu 4,84A. (Časová základna – 2μs/díl. a napětí 20V/díl.)



Obr. 4.39. – Naměřené hodnoty napětí a délky pulsu na sekundární straně při napájecím napětí 48V a výstupním proudu 4,84. (Časová základna – $2\mu\text{s}/\text{dil.}$ a napětí 20V/dil.)



Obr. 4.40. – Naměřené hodnoty napětí a délky pulsu na primární straně transformátoru při napájecím napětí 48V a výstupním proudu 7,98A. (Časová základna – $2\mu\text{s}/\text{dil.}$ a napětí 20V/dil.)



Obr. 4.41. – Naměřené hodnoty napětí a délky pulsu na sekundární straně při napájecím napětí 48V a výstupním proudu 7,98. (Časová základna – $2\mu\text{s}/\text{dil.}$ a napětí $20\text{V}/\text{dil.}$)

5. Závěr

Na tomto projektu jsem si experimentálně ověřil teoretické vztahy a výpočty pocházející z různých zdrojů, ať už elektronických, či tištěných.

Tato konstrukce prokazuje výhody spínaných zdrojů, zejména co se týká velkého rozsahu vstupních napětí.

S výhodou je zde prezentována myšlenka tvůrců řídicích integrovaných obvodů spínaných zdrojů, které se tímto stávají konstrukčně podstatně jednodušší s minimálním počtem součástí.

Co se týká požadavků na konstrukci:

- | | |
|---|-----------|
| - Vstupní napětí 33 až 60V | - splněno |
| - Výstupní napětí $24V \pm 0,5V$ | - splněno |
| - Výstupní proud až 8A | - splněno |
| - Přenášený výkon 200W | - splněno |
| - Pracovní teplota - -25°C až $+70^{\circ}\text{C}$ | - splněno |
| - Otřesuvzdornost dle ČSN | - splněno |

Na tomto místě musím konstatovat, že zadaný úkol byl splněn. Samozřejmě předpokládám jisté dílčí úpravy, které si vyžádají dlouhodobé testy ve zkušebním provozu.

6. Použitá literatura

- [1] *Amatérské radio pro konstruktéry. Pro konstruktéry.* Praha: MAGNET-PRESS s.p., 1994, roč. 43, č. 4. ISSN 0139-7087.
- [2] AS 201. *Semic Trade, s.r.o.* [online]. Volutová 2521/18, 158 00 Praha 5, 2013 [cit. 2014-05-04]. Dostupné z: http://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7-ltrp-as-ta.pdf
- [3] CF 139. *Cosmo Ferrites Limited* [online]. P.O.- Jabli, District- Solan, Himachal Pradesh – 173209 India, 2011 [cit. 2014-05-04]. Dostupné z: <http://www.cosmoferrites.com/Downloads/Alnh/CF139.pdf>
- [4] Core- ETD3411. *Semic Trade, s.r.o.* [online]. Volutová 2521/18 - 158 00 Praha 5, 2013 [cit. 2014-05-04]. Dostupné z: http://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/1-lj-139etd3411g-cf.pdf
- [5] ČSN EN 60077-1. *Drážní zařízení - Elektrická zařízení drážních vozidel -: Část 1: Všeobecné provozní podmínky a všeobecná pravidla.* Praha: © Český normalizační institut, 2003.
- [6] ČSN EN 61373 sd.2. *Drážní zařízení - Zařízení drážních vozidel -: Zkoušky rázy a vibracemi.* Avenue Marnix 17, B-1000 Brusel: © CENELEC, 2011.
- [7] FDP120N10. *Fairchild Semiconductor Corporation* [online]. 2014 [cit. 2014-05-04]. Dostupné z: <http://www.fairchildsemi.com/ds/FD/FDP120N10.pdf>
- [8] MUR1520. *International Rectifier* [online]. 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA, 2003, rev. E 02/06 [cit. 2014-05-04]. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/mur1520.pdf>
- [9] N87. *EPCOS AG* [online]. St.-Martin-Straße 53 81669 München, 2006 [cit. 2014-05-04]. Dostupné z: <http://www.epcos.com/blob/528882/download/3/pdf-n87.pdf>
- [10] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoprůdné elektrotechnice.* 1. vyd. V Brně: VUTIUUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [11] Power Transformer Design. TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. *Texas Instruments* [online]. Vyd. 1. Dallas, Texas 75265: Texas Instruments Incorporated, 1991 [cit. 2014-05-04]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ml/slup126/slup126.pdf>
- [12] SG2525. *STMICROELECTRONICS LTDA* [online]. 2000 [cit. 2014-05-04]. Dostupné z: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/CD00000958.pdf>

- [13] ŠTĚRBA, Luděk. *Návrh úpravy budicích obvodů a náhrady budicího měniče trakčních DC motorů lokomotivy*. Ostrava, 2012. Bakalářská práce. Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava. Fakulta elektrotechniky a informatiky. Vedoucí práce Doc. Ing. Ivo Neborák CSc.
- [14] TL431ILP. *Texas Instruments Incorporated* [online]. Dallas, Texas 75243 USA, 2004 [cit. 2014-05-04]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf>
- [15] VONDRÁŠEK, František, Langhammer J., Peroutka A., Měsíček J. a Molnár J. *Výkonová elektronika: Projektování výkonových polovodičových měničů – vybrané stati*. 1. vyd. V Plzni: Západočeská univerzita, 2008, 216 s. ISBN 978-80-7043-653-0.
- [16] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika*. Svazek 3., Měniče s vlastní komutací a bez komutace. 2. rozš. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2003, 267 s. ISBN 80-7082-980-X.
- [17] ZÁHLAVA, Vít. *Návrh a konstrukce desek plošných spojů: principy a pravidla praktického návrhu*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2010, 123 s. ISBN 978-80-7300-266-4.